

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКА НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА

Присвячується 90-річчю академії

А. Г. Сосков, Н. О. Сабалаєва

**ГІБРИДНІ КОНТАКТОРИ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ З
ПОКРАЩЕНИМИ ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНИМИ
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

Монографія

**ХАРКІВ
ХНАМГ
2012**

УДК [621.316:621.382.2/.3]
ББК 31.264
С66

Рецензенти:

Клименко Б. В. – д.т.н., проф., Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»;

Батигін Ю. В. – д.т.н., проф., Харківський національний автомобільно-дорожній університет.

Рекомендовано до друку Вченою Радою ХНАМГ,
протокол № 7 від 30.03.2012 р.

Сосков А. Г.

С66 Гібридні контактори низької напруги з покращеними техніко-економічними характеристиками: монографія / А. Г. Сосков, Н. О. Сабалаєва; Харк. нац. акад. міськ. госп-ва. – Х. : ХНАМГ, 2012. – 268 с.

ISBN 978-966-695-258-8

Розглянуто принцип дії, характеристики й параметри напівпровідникових ключів, що використовуються при створенні напівпровідникових комутаційних апаратів. Проведено аналіз сучасного стану гібридних комутаційних напівпровідникових апаратів керування. Виконано дослідження електромагнітних процесів при відключенні електричних кіл гібридними контакторами, а також теплових процесів, що мають місце в силових напівпровідникових ключах контакторів при комутації, розроблені вдосконалені методики їхнього розрахунку. Запропоновано оригінальні технічні рішення, які дозволяють створювати конкурентоспроможні гібридні контактори змінного й постійного струмів, і наведені рекомендації з їхнього раціонального застосування.

Для фахівців, що займаються розробкою й експлуатацією низьковольтних комутаційних апаратів низької напруги, а також для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за спеціальностями напрямку «Електротехніка й електромеханіка».

УДК [621.316:621.382.2/.3]

ББК 31.264

ISBN 978-966-695-258-8

© А. Г. Сосков,
Н. О. Сабалаєва, 2012
© ХНАМГ, 2012

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ.	6
ВСТУП.	8
РОЗДІЛ 1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ КЛЮЧІ ТА ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКА.	11
1.1. Класифікація напівпровідникових ключів.	11
1.2. Коротке введення у теорію електропровідності напівпровідників. .	11
1.2.1. Напівпровідники. Загальні відомості.	11
1.2.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (<i>p-n</i> переходу).	14
1.3. Напівпровідникові діоди.	17
1.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики.	17
1.3.2. Динамічний режим випрямних діодів.	24
1.4. Біполярні транзистори.	27
1.4.1. Будова та принцип дії біполярного транзистора.	27
1.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора.	31
1.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполюсник (<i>h</i> - параметри).	35
1.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора.	38
1.4.5. Складені транзистори.	41
1.4.6. Одноперехідний транзистор.	42
1.5. Уніполярні (польові) транзистори.	43
1.5.1. Загальні відомості.	43
1.5.2. Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> переходом.	44
1.5.3. СІТ - транзистори.	47
1.5.4. Польові транзистори з ізолюваним затвором (МДН – транзистори)	48
1.5.5. Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ) .	51
1.6. Динамічні режими транзисторів.	57
1.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори)	61
1.7.1. Диністори.	61
1.7.2. Триністор (керований діод)	64
1.7.3. Динамічні характеристики тиристора.	67
1.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)	70
1.7.5. Електростатичні тиристори.	75
1.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням.	75
1.8. Силкові напівпровідникові модулі.	77
1.9. Вибір напівпровідникового ключа.	81

РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГІБРИДНИХ КОМУТАЦІЙНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ АПАРАТІВ КЕРУВАННЯ	83
2.1. Стан питання і його стислий аналіз.	83
2.1.1. Загальна характеристика.	83
2.1.2. Тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів і їх сучасний стан.	86
2.2. Принципи будови, електричні схеми гібридних контакторів та їх аналіз.	94
2.2.1. Загальні положення	94
2.2.2. Гібридні контактори змінного струму.	96
2.2.3. Гібридні контактори постійного струму.	107
2.3. Резюме.	110
РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ НЕСТАЦІОНАРНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ВІДКЛЮЧЕННІ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ГІБРИДНИМИ КОНТАКТОРАМИ.	112
3.1. Дослідження перехідного процесу в колі гібридних напівпровідникових ключів при розмиканні головних контактів.	112
3.2. Особливості навантаження струмом на силових напівпровідникових приладах гібридних ключів у різних режимах роботи гібридних контакторів і його розрахунок.	119
3.2.1. Навантаження струмом на силових напівпровідникових приладах гібридних ключів змінного струму у нормальних режимах роботи контактора.	119
3.2.2. Навантаження струмом на силових напівпровідникових приладах гібридних ключів змінного струму в аварійних режимах роботи контактора.	123
3.3. Дослідження комутаційних перенапруг при вимиканні гібридних контакторів і способи їх обмеження.	131
3.3.1. Комутаційні перенапруги в гібридних контакторах змінного струму і їх розрахунок.	132
3.3.2. Способи обмеження комутаційних перенапруг в гібридних контакторах постійного струму і їх розрахунок.	146
3.4. Резюме.	153

РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМУ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ В УМОВАХ ЇХНЬОЇ РОБОТИ У СКЛАДІ ГІБРИДНИХ КОНТАКТОРІВ.	156
4.1. Стан питання і постановка задачі дослідження.	156
4.2. Розрахунок потужності втрат у керованих силових напівпровідникових приладах в умовах їхньої роботи в гібридних контакторах.	158
4.3. Дослідження теплового режиму керованих силових напівпровідникових приладів на базі спрощених теплових моделей.	168
4.4. Дослідження нестационарного температурного поля реальних конструкцій силових напівпровідникових приладів при дії імпульсів струму довільної форми.	173
4.5. Резюме.	181
РОЗДІЛ 5. РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРОБКИ УДОСКОНАЛЕНИХ ГІБРИДНИХ КОНТАКТОРІВ ТА ЇХ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.	183
5.1. Нові технічні рішення зі створення гібридних контакторів змінного струму та їх аналіз.	183
5.2. Нові технічні рішення зі створення гібридних контакторів постійного струму та їх аналіз.	200
5.3. Гібридний контактор з гальванічною розв'язкою мережі та навантаження.	211
5.4. Експериментальні дослідження основних електромагнітних процесів у гібридних контакторах.	217
5.4.1. Дослідження процесів комутації гібридних контакторів змінного струму.	217
5.4.2. Дослідження комутаційних перенапруг на тиристорних ключах змінного струму при відключенні активно-індуктивного навантаження.	224
5.5. Резюме.	229
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.	231
Додаток А.	239
Додаток Б.	242
Додаток В.	254
Додаток Г.	256
Додаток Д.	259
Додаток Е.	261
Додаток Ж.	265

ПЕРЕЛІК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ

БПК	блок примусової комутації
БТІЗ	біполярний транзистор з ізольованим затвором
БК	блок керування
В	витік
ВАХ	вольт-амперна характеристика
ГЕК	гібридний електронний ключ
ГК	головні контакти
ГНА	гібридний напівпровідниковий апарат
ГНК	гібридний напівпровідниковий ключ
ДК	допоміжний контакт
ДС	датчик струму
ЕА	електричний апарат
ЕК	електронний ключ
ЕОМ	електронно-обчислювальна машина
ЕРС	електрорушійна сила
З	затвор
К	контакт
КА	комутаційний апарат
МДН	метал – діелектрик – напівпровідник
МОН	метал – оксид - напівпровідник
НА	напівпровідниковий апарат
НК	напівпровідниковий ключ
НКП	низьковольтний комплектний пристрій
ОП	обмежувач перенапруг
ОПН	обмежувач перенапруг нелінійний
П	підложка
ПЕ	підсилюючий елемент
ПТ	польовий транзистор
С	стік
СБ	спільна база
СГК	силовий гібридний ключ
СІТ	статичної індукції транзистор
СЕ	спільний емітер
СК	схема керування, спільний колектор

СНП	силовий напівпровідниковий прилад
ТН	трансформатор напруги
ТС	трансформатор струму
GCT	Gate Communicated Turn – Off Thyristor
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated GCT
IEGT	Injection Enhanced Gate Transistor
ICIC	інтелектуальні силові інтегральні схеми
MCT	Mos Controlled Thyristor
SITh	Static Induction Thyristor
SCR	Silicon Controlled Rectifier

ВСТУП

Контактори низької напруги (до 1000 В) є найпоширенішими серед силових комутаційних апаратів і складають основу сучасних низьковольтних комплектних пристроїв (НКП), що забезпечують автоматизацію виробничих процесів.

Класичні електромеханічні контактори (пускачі) мають достатньо високу механічну зносостійкість (у кращих зразків вона сягає $15 \cdot 10^6$ циклів), проте їх комутаційна зносостійкість істотно поступається механічній і у важких режимах роботи (категорії основного вживання АС-3, АС-4 – для контакторів змінного струму і ДС-3, ДС-4 – для контакторів постійного струму) не перевищує $2 \cdot 10^5$ циклів.

Як наслідок, в умовах сучасного промислового виробництва, що характеризується високою продуктивністю технологічних процесів, навіть кращі зразки цих апаратів вже не задовольняють зростаючим вимогам промисловості. Наприклад, термін їхньої служби при експлуатації в умовах шахтного виробництва (пускачі у вугільних комбайнах) або в умовах прокатного виробництва металургійних заводів не перевищує 1-2 місяців.

Традиційні способи удосконалення електромеханічних контакторів (поліпшення умов дугогасіння, подальша модернізація приводу, використання нових контактних матеріалів і т.п.) вже не дозволяють радикально поліпшити існуюче положення. Тому розробники електричних апаратів почали застосовувати для вимикання навантаження силові напівпровідникові ключі (НК), що забезпечують бездугову комутацію кола, вирішуючи таким чином основну проблему комутаційних апаратів, пов'язану з їх низькою комутаційною зносостійкістю. У зв'язку з цим виникли два нові напрями в апаратобудуванні: створення безконтактних комутаційних напівпровідникових апаратів (НА) і створення гібридних комутаційних НА.

На даний час останній напрям є більш перспективним. Це обумовлено тим, що у якості силового ключа застосовано гібридний ключ, який складається з головних контактів класичного апарату і НК, що шунтує їх. Гібридний ключ найбільш наближений до так званого «ідеального ключа», оскільки у вимкненому стані апарату струм протікає по головних контактах, створюючи незначне падіння напруги (до 0,1 В) в колі, і лише

при вимиканні апарату струм короткочасно перетікає в шунтуючий НК з падінням напруги на ньому 1,5 – 3,0 В, який і здійснює бездугове розмикавання кола. Такий полегшений режим роботи силового ключа дозволяє у кілька разів зменшити вартість і габарити гібридних НА порівняно з безконтактними, забезпечуючи при цьому їхню високу комутаційну зносостійкість.

Вперше гібридні комутаційні НА (гібридні контактори) в колишньому СРСР були розроблені в Україні (інститут «ВНДІЕлектроапарат», м. Харків, в даний час ЗАТ «ЕНАС») на початку 70-х років минулого століття. З середини 70-х років заводами електротехнічної промисловості СРСР був налагоджений серійний випуск гібридних контакторів змінного струму серій КТ64, КТП64, КТ65 і КТП65 (номінальні струми від 100 до 630 А і номінальні напруги від 380 до 660 В частоти 50 Гц) і гібридних контакторів постійного струму серії КП 81 (номінальні струми від 100 до 630 А і номінальні напруги від 220 до 440 В). Обсяг їх виробництва у 80-х роках досяг 10 % від загального обсягу виробництва контакторів. У цей же час почався промисловий випуск гібридних контакторів закордоном (серії Н фірми СЕМ, Франція; серії DIL 42-Ну і 82-Ну Klockner-Moeller, ФРН і ін.).

Вказані гібридні контактори виконувались на базі серійних електромагнітних контакторів, НК цих апаратів складались в основному з одноопераційних тиристорів, які в зарубіжних зразках вмикались-вимикались за допомогою допоміжних контактів, що мають кінематичний зв'язок з головними контактами, а у вітчизняних – за допомогою більш перспективної електронної схеми керування. В гібридних контакторах постійного струму вимикання тиристорів НК забезпечувалося за допомогою традиційних блоків примусової ємнісної комутації. В результаті комутаційна зносостійкість гібридних контакторів у важких режимах роботи була підвищена більш ніж на порядок, і, наприклад, у контакторів серії КТ64 і КТП64 сягає $5 \cdot 10^6$ циклів.

Інтенсивний розвиток силової електроніки, що почався з кінця 80-х років минулого століття і обумовлений в першу чергу упровадженням інтегральних технологій у виробництво силових напівпровідникових приладів (СНП), призвів до створення надпотужних повністю керованих СНП, у тому числі з польовим керуванням, а саме двоопераційних тиристорів типів GTO (Gate Turn-Off Thyristor) і GCT

(Gate Commutated *Turn-off* Thyristor)), інтегрованих GCT-типу IGCT (Integrated Gate Communicated Turn-off Thyristor), що являють собою поєднання GCT і блоку формування імпульсів керування в єдиній конструкції), комбінованих транзисторних ключів типу IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) тощо, які дозволили в порівнянні із СНП розробками 60-х і 70-х років минулого століття майже на два порядки підвищити потужність перемикачів при істотно більш високих частотах (від 10 до 200 кГц). Окрім цього отримали подальшого розвитку й традиційні одноопераційні тиристори, внаслідок чого було створено прилади з переважувальною здатністю до 50 кА із зниженим прямим падінням напруги.

Вказані досягнення в силовій електроніці створюють реальні перспективи для подальшого розвитку й удосконалення комутаційних НА і, в першу чергу, гібридних контакторів, розроблених в минулому столітті, які вже не відповідають сучасним вимогам промисловості, особливо в частині габаритів і вартості. При цьому аналіз накопиченого досвіду їх експлуатації, в результаті якого були виявлені їх достоїнства і недоліки, дозволяє проводити роботи із створення гібридних контакторів з покращеними техніко-економічними характеристиками з урахуванням вищезазначених досягнень в силовій електроніці більш обґрунтовано. Також виникає необхідність і в продовженні досліджень електромагнітних і теплофізичних процесів, що мають місце в цих апаратах при комутації, з метою створення удосконалених методів розрахунку для проектування конкурентоздатних зразків гібридних комутаційних НА.

Як впливає з вищенаведеного, матеріал даної монографії, у якій подані результати розробки та дослідження удосконалених гібридних контакторів, є актуальним та представляє безперечний інтерес для розробників низьковольтних комутаційних апаратів.

Розділ 1

НАПІВПРОВІДНИКОВІ КЛЮЧИ ТА ЇХ ХАРАКТЕРИСТИКА

1.1. Класифікація напівпровідникових ключів

Напівпровідниковим ключем називається пристрій для вмикання та вимикання електричного кола, що містить хоча б один напівпровідниковий прилад, який працює у режимі ключа. Як НК можуть використовуватися наступні напівпровідникові прилади:

- 1) діоди;
- 2) біполярні транзистори;
- 3) уніполярні (польові) транзистори;
- 4) тиристори.

Перший з них є некерованим ключем (керуються тільки в один ключовий (бістабільний) спосіб), інші – керовані. Ймовірно, що НК можуть складатися з декількох вказаних приладів (ключів), тоді вони називаються модулями.

У зв'язку з тим, що НК є основним силовим елементом сучасних НА, який не тільки забезпечує бездугову комутацію кола навантаження, але й визначає такі основні параметри апарату, як його вартість, габарити та надійність, то для якісної розробки НА розробникам цих апаратів необхідно знати характеристики сучасних НК.

1.2. Коротке введення у теорію електропровідності напівпровідників

1.2.1. Напівпровідники. Загальні відомості

У наш час найбільші успіхи в електроніці пов'язані саме із застосуванням пристроїв, виконаних на напівпровідникових приладах. Напівпровідники (НП) належать до класу речовин, що мають тверду кристалічну структуру і за питомою провідністю ($10^4 - 10^{-10}$ Сим/см) займають проміжне місце між провідниками ($10^4 - 10^6$ Сим/см) та діелектриками (10^{-10} Сим/см та менше).

При виготовленні НП приладів частіше використовують кремній (Si - має робочу температуру до 140°C), германій (Ge – найбільша робоча температура 75°C), арсенід галію (GaAs – працює при температурах до $350 - 400^\circ\text{C}$). У наш час починає використовуватися новий напівпровідниковий матеріал карбід кремнію (SiC – працює при температурі вище за 600°C), якому прогнозують широке використання.

До НП також відносять селен, телур, деякі оксиди, карбіди та сульфід.

НП мають такі властивості:

1) негативний температурний коефіцієнт опору - із збільшенням температури їхній опір зменшується (у провідників - зростає);

2) додавання домішок призводить до зниження питомого опору (у провідників - до збільшення);

3) на електричну провідність впливають радіація, електромагнітне випромінювання.

Процеси електропровідності НП і діелектриків подібні, але суттєво відрізняються від електропровідності провідників.

Зазначимо, що електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома речовини, мають назву валентних. Вони найслабкіше зв'язані з ядром і визначають фізичні та хімічні властивості речовини.

У провідників електрони, розташовані на зовнішній орбіті атома, слабо зв'язані з ядром і тому досить легко покидають свої атоми після чого хаотично переміщуються у матеріалі – стають вільними. Якщо до провідника прикласти зовнішнє електричне поле, виникне впорядкований рух електронів - електричний струм.

У НП усі валентні електрони міцно зчеплені з кристалічними ґратками завдяки так званому ковалентному зв'язку. Доки цей зв'язок існує, електрони не можуть переносити електричний заряд у матеріалі.

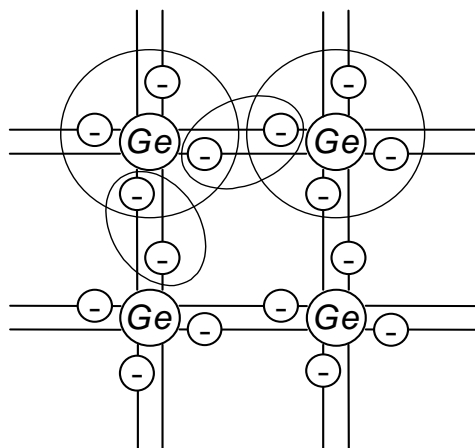


Рис. 1.1 – Кристалічні ґратки германію

Механізм електропровідності НП розглянемо на прикладі кристалічних ґраток германію, що є елементом IV групи періодичної системи Менделєєва. Ґратки у вигляді площинної структури зображено на рис. 1.1.

Атоми германію розміщені у вузлах кристалічних ґраток, їх зв'язок з іншими атомами здійснюється за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами вказують на ковалентний характер зв'язку, тобто кожна пара валентних електронів належить водночас двом сусіднім атомам. При температурі абсолютного нуля і за відсутності опромінення у НП відсутні рухомі носії і його електричний опір великий (нескінченний).

За звичайних умов, внаслідок дії на речовину теплової енергії, деякі з валентних електронів покидають ковалентні зв'язки і стають електронами провідності – відбувається процес генерації пар носіїв: електронів і дірок. При цьому дірка – вакантне місце у ковалентному зв'язку - має позитивний заряд, що їй приписується умовно.

Якщо тепер помістити НП в електричне поле, виникне спрямований рух зарядів – електричний струм. На відміну від провідників струм в НП забезпечується носіями двох зарядів: позитивного (дірки) та негативного (електрони).

Провідність чистого НП має назву власної, а НП відносять до *i*-типу. Власна провідність зазвичай невелика. Значно більшу провідність мають НП з домішками, до того ж її характер залежить від виду домішок.

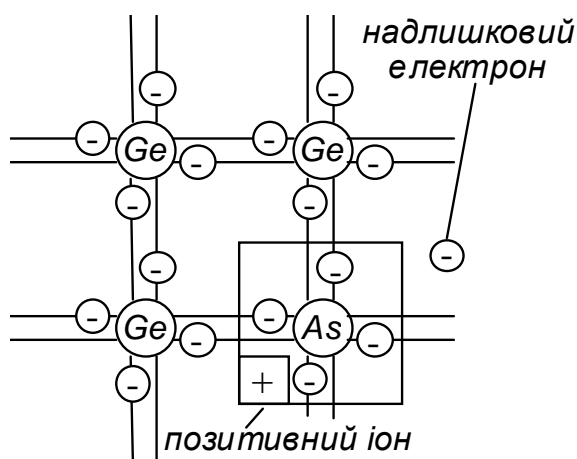


Рис. 1.2 – Кристалічні ґратки германію з донорною домішкою

Розглянемо приклад, коли у розплав чистого германію додається домішка п'ятивалентного елемента (V група таблиці Менделєєва), наприклад, миш'яку (As), як показано на рис. 1.2.

При застиганні у деяких вузлах кристалічних ґраток германію його атоми заміщуються атомами домішки. При цьому чотири валентних електрони домішки створюють систему ковалентних зв'язків з чотирма валентними

електронами германію, а п'ятий електрон домішки виявляється надлишковим - вільним. Вільні електрони залишають у вузлах кристалічних ґраток нерухомі позитивно заряджені іони, що створюють у кристалі позитивний об'ємний заряд.

Домішка, що віддає вільні електрони, називається донорною. НП з переважаючою кількістю вільних електронів має назву НП з електронною провідністю, або НП *n*-типу.

Розглянемо введення у германій домішки з трьома валентними електронами (III група таблиці Менделєєва),

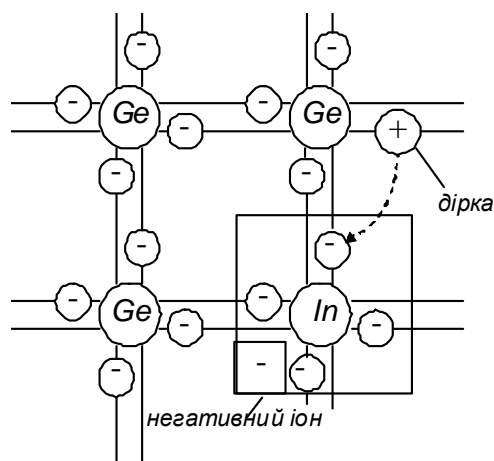


Рис. 1.3 - Кристалічні ґратки германію з акцепторною домішкою

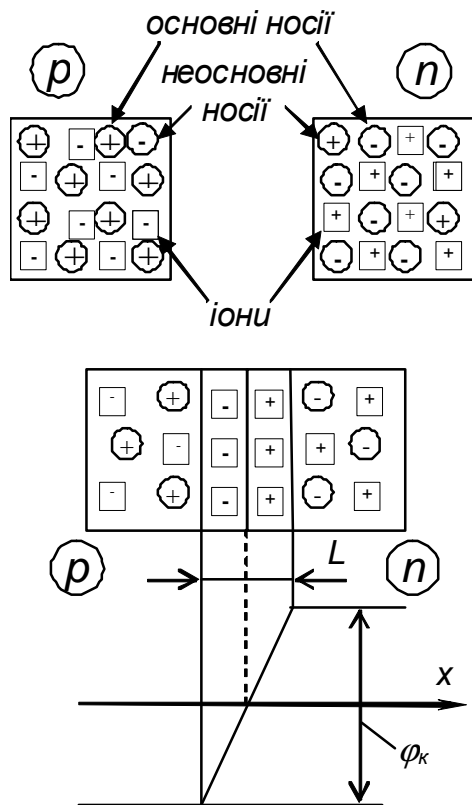


Рис. 1.4 - Утворення на межі між шарами p - та n -типу p - n переходу та потенціального бар'єру ϕ_k

наприклад, індію (In), як це показано на рис. 1.3.

Для утворення ковалентного зв'язку між Ge та In одного електрона не вистачає. При дії теплоти навколишнього середовища електрони з верхнього рівня валентної зони переміщуються на рівень домішки, створюючи зв'язки, яких не вистачає, завдяки чому у валентній зоні утворюються рухомі дірки, а атоми домішки перетворюються у негативні іони. Така домішка називається акцепторною, а НП з переважною кількістю дірок – НП з дірковою провідністю, або p -типу. Переважаючі у НП рухомі носії заряду мають назву основних, решта – неосновних.

1.2.2. Фізичні основи роботи електронно-діркового переходу (p - n переходу)

P - n переходом називається вузька зона на межі між шарами НП p - і n -типу, як зображено на рис. 1.4.

Фізичні процеси, що відбуваються у p - n переході, визначають параметри та характеристики більшості НП приладів.

Допустимо, що концентрація основних носіїв в обох шарах НП однакова. При об'єднанні двох НП виникає взаємна дифузія (яку можна вважати за дифузійний струм $i_{диф}$) електронів із n -шару у p -шар (вони заповнюють вільні ковалентні зв'язки), а дірок у протилежному напрямку. Внаслідок цього у приконтатній зоні НП p -типу (завдяки іонам акцепторної домішки) з'являється негативний заряд, а у приконтатній зоні n -типу (завдяки іонам донорної домішки) – позитивний заряд. Між цими зарядами виникає внутрішнє електричне поле з напруженістю $E_{вн}$, що гальмує рух основних носіїв зарядів. З іншого боку, це поле прискорює рух неосновних носіїв зарядів (теплових), внаслідок чого через границю між НП проходить дрейфова складова струму $i_{др}$, протилежна дифузійній складовій $i_{диф}$, зумовле-

ній рухом основних носіїв зарядів (внаслідок протікання $i_{\text{диф}}$ відбувається рекомбінація рухомих основних носіїв зарядів). У сталому стані

$$i_{\text{диф}} + i_{\text{др}} = 0. \quad (1.1)$$

Ця рівновага настає за певної контактної різниці потенціалів, що визначається величиною об'ємного заряду і називається **потенціальним бар'єром** φ_k .

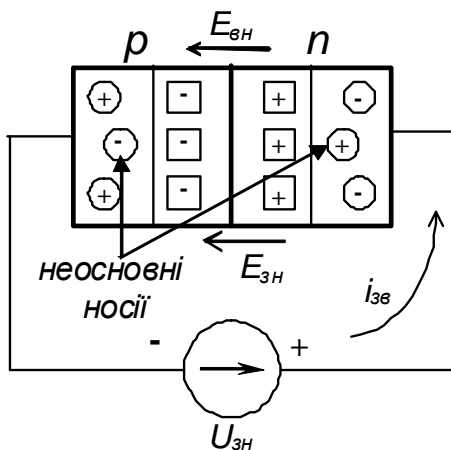


Рис. 1.5 – Зворотнє вмикання p - n переходу

напруги в прямому і зворотному напрямку.

При **зворотньому вмиканні**, як показано на рис. 1.5, до p - n переходу прикладається зовнішня напруга $U_{\text{зп}}$, внаслідок чого до його внутрішнього електричного поля додається зовнішнє електричне поле з напруженістю $E_{\text{зп}}$. У результаті поле в p - n переході зростає і його напруженість дорівнює

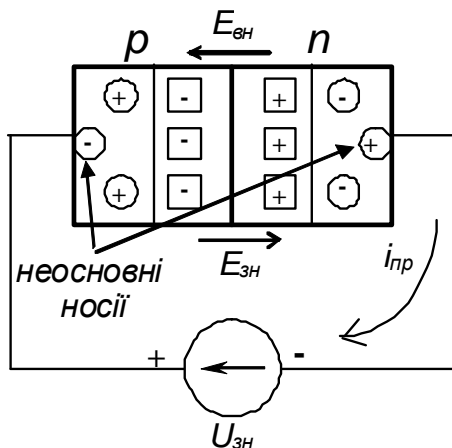


Рис. 1.6 - Пряме вмикання p - n переходу

Оскільки електричний опір p - n переходу дуже великий, практично вся напруга $U_{\text{зн}}$ прикладається до нього. Отже, різниця потенціалів на переході становить $\varphi_{\text{рез}} = \varphi_k + U_{\text{зн}}$,

$$i_{\text{зв}} = i_{\text{др}} - i_{\text{диф}}. \quad (1.4)$$

Величина φ_k залежить від матеріалу НП і його температури. Для германію $\varphi_{k\text{Ge}} = (0,4 - 0,6)$ В, для кремнію $\varphi_{k\text{Si}} = (0,6 - 0,8)$ В.

Зона об'ємного заряду є електроно-дірковим переходом (p - n перехід). Його ширина дуже мала і вимірюється десятками мікронів. Оскільки у p - n переході відсутні рухомі носії зарядів (він заповнений нерухомими іонами), то його електричний опір дуже великий.

Розглянемо процеси у p - n переході при підімкненні до нього зовнішньої

$$E_{\text{рез}} = E_{\text{вн}} + E_{\text{зп}}. \quad (1.2)$$

Оскільки електричний опір p - n переходу дуже великий, практично вся напруга $U_{\text{зн}}$ прикладається до нього.

Отже, різниця потенціалів на переході становить $\varphi_{\text{рез}} = \varphi_k + U_{\text{зн}}$,

Запірні властивості переходу при цьому зростають, дифузійна складова струму $i_{\text{диф}}$ зменшується, а дрейфова $i_{\text{др}}$ не змінюється (бо залежить лише від ступеня нагріву речовини). Через перехід протікає зворотний струм

Оскільки $i_{\text{диф}} \rightarrow 0$, то зворотний струм визначається концентрацією неосновних носіїв зарядів і є незначним.

При **прямому вмиканні**, як показано на рис. 1.6, за зазначеної полярності зовнішньої напруги зовнішнє електричне поле спрямоване зустрічно внутрішньому, і результуюча напруженість зменшується

$$E_{\text{рез}} = E_{\text{вн}} - E_{\text{зн}}. \quad (1.5)$$

При цьому $i_{\text{диф}}$ зростає, а $i_{\text{др}}$ зменшується. Різниця потенціалів становить

$$\varphi_{\text{рез}} = \varphi_{\text{к}} - U_{\text{зн}}. \quad (1.6)$$

У цьому випадку через перехід тече прямий струм

$$i_{\text{пр}} = i_{\text{диф}} - i_{\text{др}}. \quad (1.7)$$

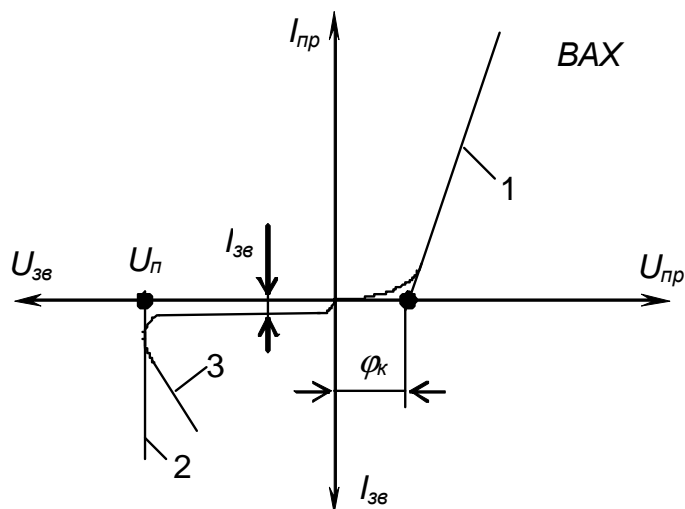


Рис. 1.7 - Теоретична ВАХ p - n переходу

Він зумовлюється дифузійною складовою струму, тобто залежить від концентрації основних рухомих носіїв зарядів і є великим.

Оскільки у p - n переходу явно виражені нелінійні властивості, то залежність струму, що через нього протікає, від прикладеної напруги ілюструють за допомогою вольт-амперної характеристики (ВАХ).

Теоретична ВАХ p - n переходу показана на рис. 1.7. Вона має пряму (1) та зворотну (2,3) гілки.

Якщо напруга прямого вмикання $U_{\text{пр}} < \varphi_{\text{к}}$, через перехід, опір якого великий, тече малий струм. Як тільки із збільшенням $U_{\text{пр}}$ останнє досягне величини $U_{\text{пр}} = \varphi_{\text{к}}$, запірні властивості p - n переходу зникають, і струм через перехід визначається лише провідністю p - і n - шарів.

Таким чином, p - n перехід має вентиляльні властивості (від німецького слова *ventil* – клапан), тобто при прямому вмиканні його опір малий, а при зворотному – значний.

При зростанні від нуля зворотної напруги $U_{\text{зв}}$, швидкість руху неосновних носіїв через перехід зростає. При $U_{\text{зв}} = U_{\text{п}}$ швидкість рухомих носіїв така, що їх енергії вистачає для виникнення в матеріалі ударної іонізації – вибивання додаткових носіїв заряду. Внаслідок цього відбувається лавиноподібний зріст зворотного струму. Це явище називається електричним пробоем p - n переходу, а $U_{\text{п}}$ – на-

пругою пробою. Якщо при цьому p - n перехід ефективно охолоджується, різке зростання потужності, що в ньому виділяється ($U_{зб} I_{зб}$), не призводить до суттєвих змін температури структури і електричний пробій протікає при незмінній напрузі. Це явище має зворотний характер. Тобто, при зниженні $U_{зб}$ запірні властивості p - n переходу відновлюються (гілка 2 ВАХ).

Явище електричного пробою використовується, наприклад, при створенні такого НП приладу, як стабілітрон.

При неефективному тепловідведенні температура структури зростає (кількість рухомих носіїв при цьому збільшується за рахунок теплової генерації), доки електричний пробій не переходить у тепловий, коли матеріал розплавляється і p - n перехід руйнується. Тепловий пробій є незворотним (гілка 3 ВАХ).

Отже, p - n перехід – це область, що виникає на межі двох НП різного типу провідності і характеризується відсутністю у прилеглій до цієї межі зоні вільних носіїв заряду, через що її опір нескінченний. Тому p - n перехід ще називають запірним шаром.

Насамкінець, зазначимо властивості p - n переходу, що (в основному) використовуються при побудові електронних НП ключів:

- 1) провідність тільки в одному напрямку (вентильні властивості);
- 2) дуже великий опір зони p - n переходу як зони, де немає вільних носіїв заряду (запирні властивості);
- 3) зміна ширини p - n переходу зі зміною величини зворотної напруги (як результат – зміна ємності p - n переходу);
- 4) стабільність напруги на p - n переході в режимі електричного пробою;
- 5) наявність неосновних носіїв (що виникають внаслідок теплової генерації) в шарах p - і n -типу.

1.3. Напівпровідникові діоди

1.3.1. Принцип дії, будова. Статичні характеристики

Напівпровідникові діоди – це НП прилади, виготовлені на основі двошарових НП структур і які використовують властивості p - n переходу широко розповсюджені випрямні діоди, дія яких базується на використанні вентильних властивостей p - n переходу.

Структура та умовне позначення діода, його гідрравлічна модель, а також ВАХ потужного випрямного діода наведені на рис. 1.8.

Гідравлічний пружинний клапан (вентиль) може бути наочною **гідравлічною моделлю діода**. Клапан має властивість пропускання струменю рідини лише в один бік у залежності від напрямку тиску.

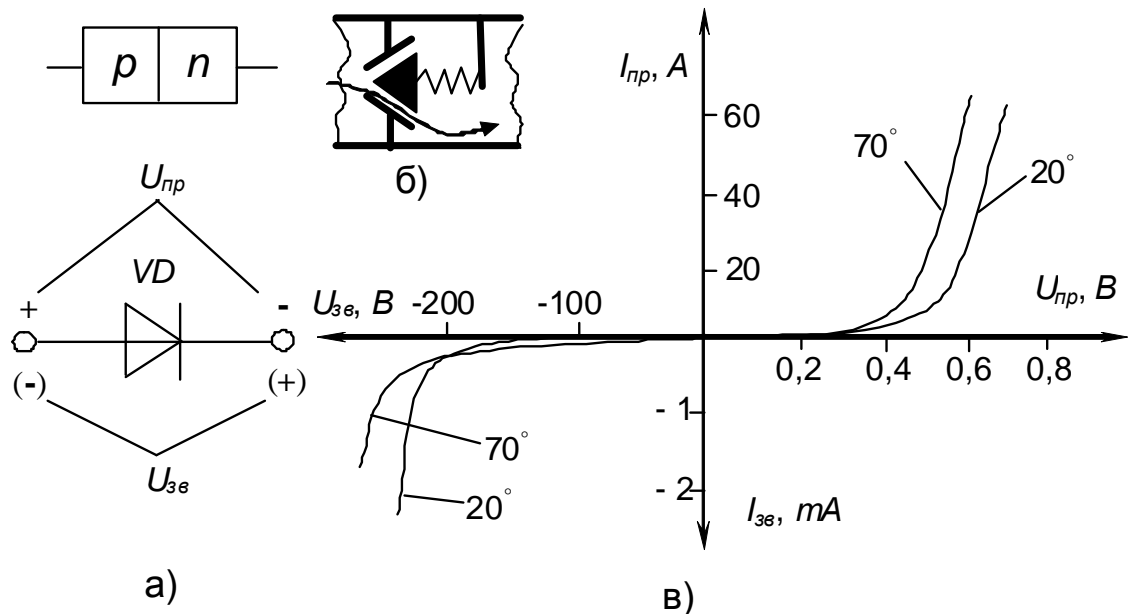


Рис. 1.8 - Структура та умовне позначення (а), гідравлічна модель (б) і ВАХ (в) випрямного діода

Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- середній прямий струм діода I_{cp} (I_{FAV})- максимально допустиме середнє значення струму через діод у прямому напрямку за визначених умов охолодження, у сучасних діодів $I_{cp} = (0,1 \div 6200)$ А;

- максимально допустимий прямий струм діода (імпульсний) $I_{пр max}$ (I_{FSM}), становить $(10 \div 50)I_{cp}$;

- пряме падіння напруги U_{cp} , тобто середнє значення напруги на діоді при граничному прямому струмі I_{cp} , для діодів з кремнію становить $(0,6 \div 1,0)$ В;

- максимально допустима зворотна напруга $U_{зв max}$, що дорівнює максимально допустимому амплітудному значенню зворотної напруги, яке не призводить до виходу з ладу приладу за визначених умов охолодження, $U_{зв max} = (50 \div 10000)$ В. Виготовляються випрямні діоди переважно з кремнію (у перспективі – з арсеніду галію, як більш термостійкого). Найпростіша схема випрямлення напруги змінного струму із застосуванням випрямного діода наведена на рис. 1.9.

Тут діод є автоматичним ключем, замкнений або розімкнений стан якого визначається полярністю прикладеної до нього напруги.

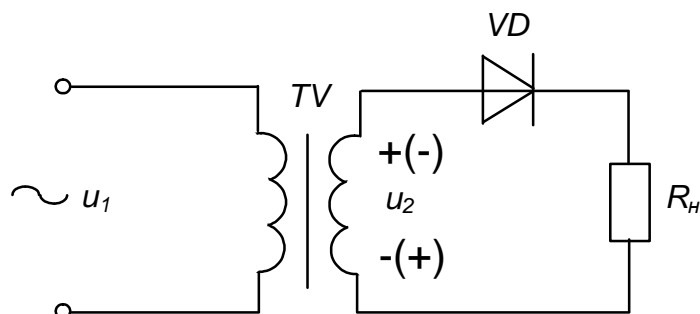


Рис. 1.9 - Найпростіша схема випрямлення

В табл. 1.1 наведені основні параметри випрямних діодів середньої та великої потужності, а в табл. 1.2 основні параметри їх теплових характеристик, причому останні є загальними для усіх типів НП ключів.

Діодами Шотткі називають діоди, в яких використовується не $p-n$ перехід, а перехід між напівпровідником і металом (молібденом або алюмінієм). Перехід, аналогічний до $p-n$ переходу, виникає тут, наприклад, для напівпровідника n -типу, за рахунок переміщення електронів із напівпровідника у метал. Іони донорної домішки створюють у приграничному шарі позитивний потенціал, через що виникає контактна різниця потенціалів. При подачі зовнішньої напруги такий процеси у цьому переході аналогічні таким у $p-n$ переході. Але пряме падіння напруги на ньому значно менше, оскільки одним з матеріалів переходу є метал з малим опором.

За рахунок відсутності проникнення дірок з металу у напівпровідник швидкодія діодів Шотткі також значно вища, ніж у звичайних діодів, бо відсутнє розчинення носіїв у металі при зміні полярності зовнішньої напруги. Тому вони можуть працювати на частотах до десятків гігагерц.

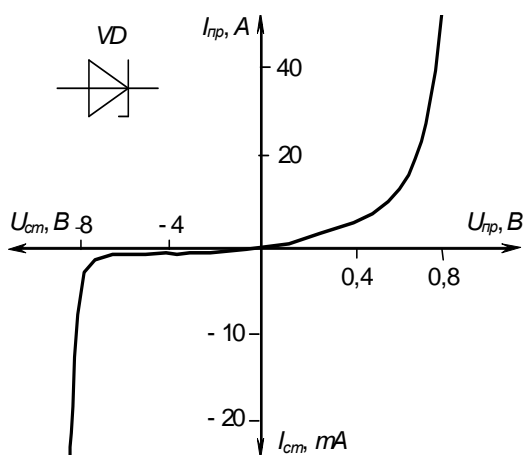


Рис. 1.10 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

Завдяки меншій прямій напрузі (близька 0,3 В) к.к.д. приладу при пропусканні великих струмів (у силових вентилів) значно вищий, ніж у звичайних кремнієвих напівпровідникових діодів. Діоди Шотткі знаходять широке розповсюдження у пристроях інформаційної і силовій електроніки.

НП діод, у якому напруга в зоні електричного пробою майже не залежить від струму, називається

стабілітроном. Як постає з ВАХ, наведеної на рис. 1.10, у зоні пробою напруга на стабілітроні майже не залежить від струму через нього I_{cm} .

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги. Щоб запобігти тепловому пробою, їхня конструкція забезпечує ефективне відведення тепла від кристалу.

Таблиця 1.1 – Основні параметри випрямних діодів

Параметр	Позначення у довідковій літературі	Змістовне значення*
Пряме падіння напруги, В	V_F	Напруга на діоді у відкритому стані
Пробивна напруга, В	V_{BR}	Зворотна напруга, за якої відбувається пробій
Зворотна повторювана імпульсна напруга, В	V_{RRM}	Найбільше миттєве значення зворотної напруги, яке діод може витримувати при короткочасній повторюваній дії (на робочій частоті)
Порогова напруга, В	V_{T0}	Значення прямої напруги, що визначається точкою перетину лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики з віссю напруги
Диференціальний прямий опір (динамічний опір), мОм	r_T	Значення опору, що визначається за нахилом лінії прямолінійної апроксимації прямої характеристики
Максимальний прямий середній струм, А	I_{FAV}	Максимально допустиме середнє значення прямого струму, усереднене за всім періодом
Діючий прямий струм, А	I_{FRMS}	Діюче значення прямого струму за весь період
Ударний прямий струм, що не повторюється, А	I_{FSM}	Струм, при протіканні якого перевищується максимально допустима температура переходу, але який виникає одноразово в аварійних режимах і не призводить до виходу діоду з ладу
Захисний показник, $A^2 \cdot s$	$\int i^2 dt$	Значення інтегралу від квадрату струму в аварійному режимі (використовується для вибору запобіжника)
Зворотний струм, А	i_R	Струм витоку в закритому стані
Час зворотного відновлення, мкс	t_{rr}	Час, починаючи з моменту переходу струму через нуль при вимиканні діода до закінчення процесу відновлення приладу
Заряд зворотного відновлення, Кл	Q_{rr}	Заряд, що віддається діодом при його вимиканні

*Змістовне значення не є точним визначенням. Точне визначення параметрів є в національних та міжнародних стандартах на напівпровідникові прилади

Таблиця 1.2 – Основні параметри за тепловими характеристиками діода (загальні для усіх типів напівпровідникових ключів)

Параметр	Позначення у довідковій літературі	Змістовне значення*
Ефективна еквівалентна температура переходу (температура структури), °C	T_j	Теоретична температура, що ґрунтується на спрощеній уяві про теплові та електричні властивості ключа
Температура корпусу, °C	T_c	Температура в даній конкретній точці на корпусі ключа
Температура оточуючого середовища, °C	T_a	Температура в даній зовнішній контрольній точці середовища, яке охолоджує ключ
Тепловий опір перехід-середовище, °C/Вт	R_{thja}	Відношення різниці температури переходу та температури оточуючого середовища до потужності втрат у ключі в усталеному режимі
Тепловий опір перехід-корпус, °C/Вт	R_{thjc}	Відношення різниці температури переходу та температури корпусу до потужності втрат у ключі в усталеному режимі
Перехідний тепловий опір перехід-середовище, °C/Вт	$Z_{(th)tja}$	Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою оточуючого середовища наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, яка викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу
Перехідний тепловий опір перехід-корпус, °C/Вт	$Z_{(th)tjc}$	Відношення зміни різниці між температурою переходу та температурою корпусу ключа наприкінці інтервалу часу до зміни стрибком потужності втрат, яка викликала зміну температури, на початку того самого інтервалу часу

Основними параметрами стабілітрону є:

- напруга стабілізації U_{cm} , що становить від 1 до 1000 В;
- динамічний опір на ділянці стабілізації (характеризує зміну величини напруги на приладі зі змінами струму у ньому) (1 – 100) Ом;

$$R_{\partial} = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}}, \quad (1.8)$$

- мінімальний струм стабілізації $I_{cm \min}$ – мінімальний струм, при якому прилад гарантовано знаходиться у режимі стабілізації (одиниці мА);
- максимальний струм стабілізації $I_{cm \max}$ – максимально допустимий струм через прилад, (0,02 ÷ 1,5) А.

Найпростіша схема стабілізації наведена на рис. 1. 11.

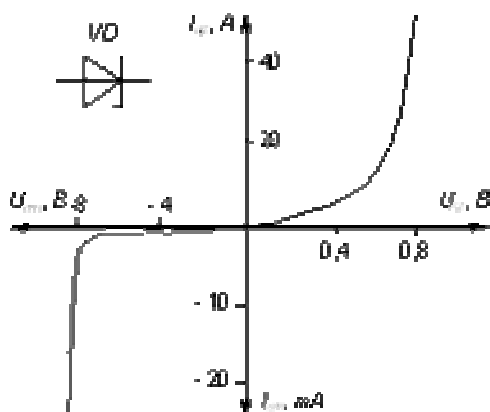


Рис. 1.10 – Умовне позначення та ВАХ стабілітрона

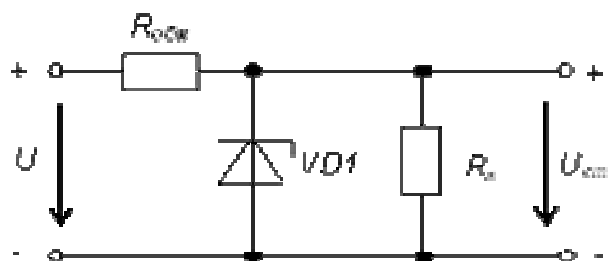


Рис. 1.11 - Схема елементарного стабілізатора напруги

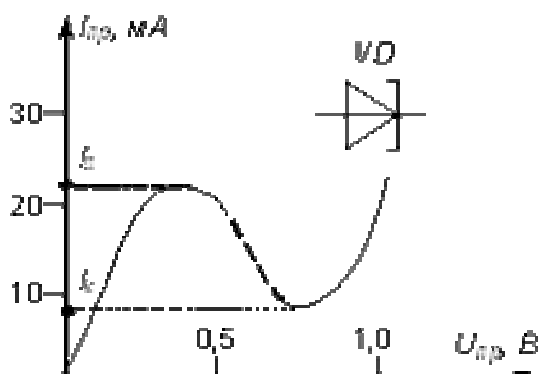


Рис. 1.12 - Умовне позначення та ВАХ тунельного діода

Тунельний діод – це НП прилад, в якому специфічний тунельний ефект призводить до появи на ВАХ при прямій напрузі ділянки з негативною провідністю – переривчаста лінія на рис. 1.12 (там же наведено умовне позначення приладу). Як робоча використовується пряма гілка ВАХ.

Основними параметрами тунельного діода є:

- струм піку I_p , (0,1 ÷ 100) мА;
- відношення струму піку I_p до струму спаду

$$I_c: \frac{I_i}{I_{\bar{n}}} = (5 \div 20).$$

Тунельні діоди – швидкодіючі НП прилади, що застосовуються в генераторах високочастотних коливань та швидкодіючих імпульсних перемикачах.

Високочастотні діоди призначені для роботи на частотах до сотень мегагерц, де особливе значення має інерційність діода, пов'язана з процесами накопичення зарядів у зоні p - n переходу при відмиканні діода та розсмок-

тування зарядів при його замиканні (при утворенні p - n переходу, як зони, вільної від рухомих носіїв заряду). Необхідно також враховувати власну ємність діода, як плоскіної структури (шари НП, розмежовані зоною p - n переходу з великим опором, утворюють паразитний конденсатор). Все це призводить до того, що зі збільшенням

частоти значення прямого і зворотного струмів через діод стають сумірними і він втрачає властивість односторонньої провідності.

Імпульсні діоди використовують як ключові елементи в імпульсних пристроях. Фактично, це є різновид високочастотних діодів, бо вони також мають малу інерційність, що забезпечує малу тривалість перехідних процесів при замиканні та розмиканні ключа. Кінцеве значення часу накопичення носіїв у зоні p - n переходу при переході діода у провідний стан після подачі на нього прямої напруги — при замиканні ключа — призводить до того, що опір ключа від великого значення до малого змінюється не миттєво. Наслідком є затягування фронту імпульсу напруги на навантаженні. При наступній різкій подачі на діодний ключ зворотної напруги, за рахунок розсмоктування зарядів з зони p - n переходу, змінюється лише напрямок протікання струму через діод. На навантаженні маємо викид напруги зворотної полярності з амплітудою, що дорівнює амплітуді імпульсу. І тільки через деякий час — час відновлення запірних властивостей — струм спадає до нуля (вірніше — до значення теплового зворотного струму p - n переходу) ключ розмикається.

Фотодіоди — фотоелектричні прилади з внутрішнім фотоефектом, який полягає в тому, що під дією світлової енергії відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки. Як наслідок — струм при зворотному вмиканні зростає.

Світлодіоди — перетворюють енергію електричного поля в не-теплове оптичне випромінювання. При протіканні струму через діод з арсеніду галію рекомбінація носіїв заряду супроводжується не тільки виділенням тепла, як, наприклад, у кремнієвого діода, а ще й квантів світла.

Ці прилади струмові — для їхньої роботи необхідно задавати певне значення струму через прилад. Вони бувають червоного, зеленого, жовтого та синього свічення. Комбінація у одному приладі кристалів червоного, зеленого і синього свічення забезпечує отримання світлодіода білого свічення. Відомий світлодіод з зеленим і червоним кристалами, що за різного співвідношення струмів у них забезпечує зміну свічення від зеленого через жовтий і жовтогарячий до червоного, може бути використаний, наприклад, як індикатор налаштування радіоприймача.

Раніше світлодіоди використовували в основному як крапкові індикаторні елементи. Останнім часом з'явилися потужні прилади. За розмірів з сірникову головку вони мають потужність до 5 Вт за струму до 1,5 А при прямій напрузі від 2,8 до 12 В та інтенсивності

випромінювання до 200 лм. При цьому за ефективністю вони приблизно у п'ять разів перевищують лампи розжарювання та галогенні лампи. Для потужних кольорових світлодіодів цей показник більш ніж у десять разів вищий, оскільки немає потреби у світлофільтрах. З удосконаленням технології поліпшується кольоропередача, особливо у світлодіодів білого свічення.

Потужні світлодіоди застосовують в ліхтарях, світильниках, автомобільних фарах, світлофорах, пристроях підсвічування фасадів споруд, пам'ятників, фонтанів та рекламних щитів. Звичайно ж,

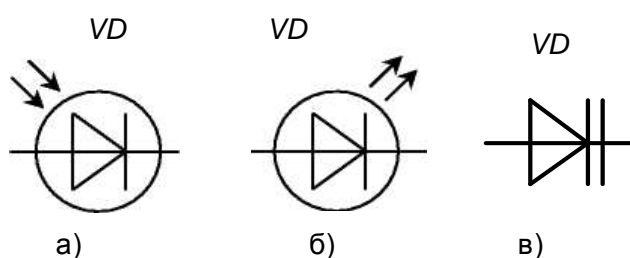


Рис. 1.13 – Умовні позначення фотодіода (а), світлодіода (б), варикапа (в)

строк служби у світлодіодів у десятки разів довший, ніж у ламп розжарювання.

У **варикапа** при змінах величини зворотної напруги змінюється ємність, завдяки чому він може засто-

совуватися, наприклад, для автоматичного налаштування контурів радіоприймача або телевізора на потрібну станцію чи канал.

Умовні позначення фото-, світлодіода та варикапа наведені на рис. 1.13.

1.3.2. Динамічний режим випрямних діодів

Динамічним режимом роботи будь якого НП ключа називається режим, при якому ключ переходить з одного стану до іншого (з увімкненого до вимкненого чи навпаки). При аналізі електричних кіл, що містять НП ключі, слід відрізнити позначення часу для динамічних та статичних режимів. У статичних (усталених) режимах час $t_{вкл}$ та $t_{викл}$ відповідають часу, коли ключ знаходиться в увімкненому та вимкненому стані. У динамічних (перехідних) режимах час $t_{вкл}^n$ та $t_{викл}^n$ відповідають часу переходу з вимкненого стану в увімкнений стан та навпаки.

Реальні динамічні процеси в діодах мають особливості, які слід враховувати при роботі на високих швидкостях зростання чи спаду струму в їх колі. Тому розглянемо динамічні характеристики діода при вмиканні чи вимиканні детальніше.

Вмикання діоду. Припустимо, що діод вимкнений дією зворотної напруги u_R (рис. 1.14). Послідовно з діодом включена індуктивність L , що обмежує швидкість наростання струму при вмиканні діода. У цьому стані p - n перехід діода характеризується ємністю, що називається бар'єрною і заряджена з полярністю, що відповідає полярності зворотної напруги.

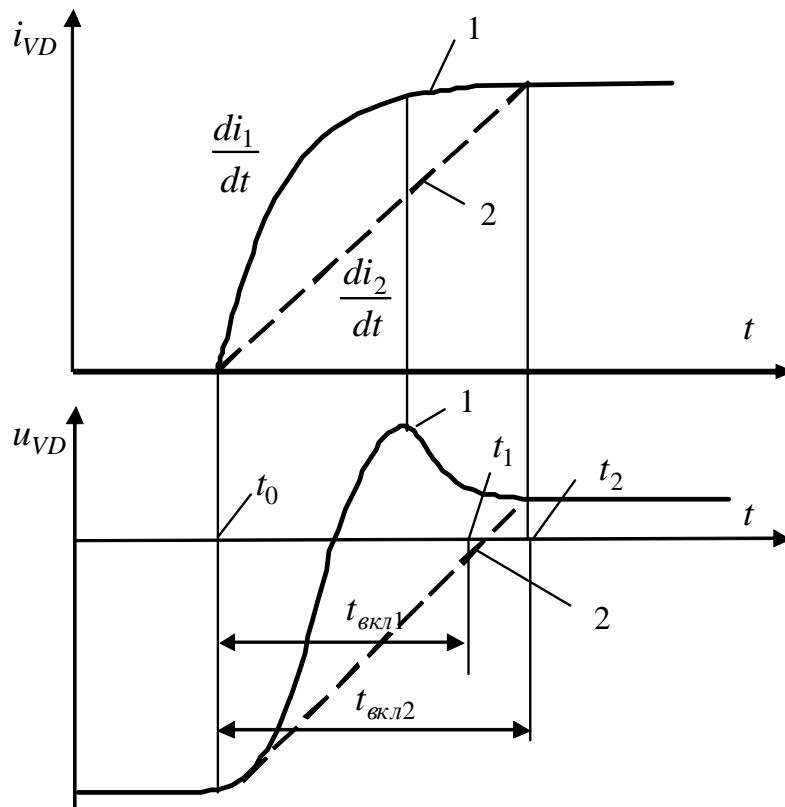


Рис. 1.14 – Діаграми струму та напруги діода при вмиканні

При підведенні прямої напруги в момент часу $t = t_0$ діод вмикається. Початок процесу характеризується розрядом бар'єрної ємності та збільшенням струму зі швидкістю, що обмежена індуктивністю L . Вмикання закінчується у момент часу $t = t_1$, коли напруга між анодом і катодом стає усталеною, що відповідає прямому струму.

При високій швидкості зростання прямого струму $\frac{di_1}{dt}$ (крива 1 рис. 1.14) через наявність власної індуктивності виводів діоду можливе деяке перебільшення прямої напруги на діоді над усталеним значенням. При зниженні швидкості зростання прямого струму (крива 2 рис. 1.14) сплеск прямої напруги відсутній, загальний час вмикання збільшується і процес завершується у момент часу $t = t_2$.

Вимикання діода здійснюється при подачі зворотної напруги на увімкнений діод, через який тече прямий струм. Внаслідок цього струм у діоді починає спадати до нуля зі швидкістю, що визначена індуктивністю L у контурі кола підключеного джерела зворотної напруги (рис. 1.15).

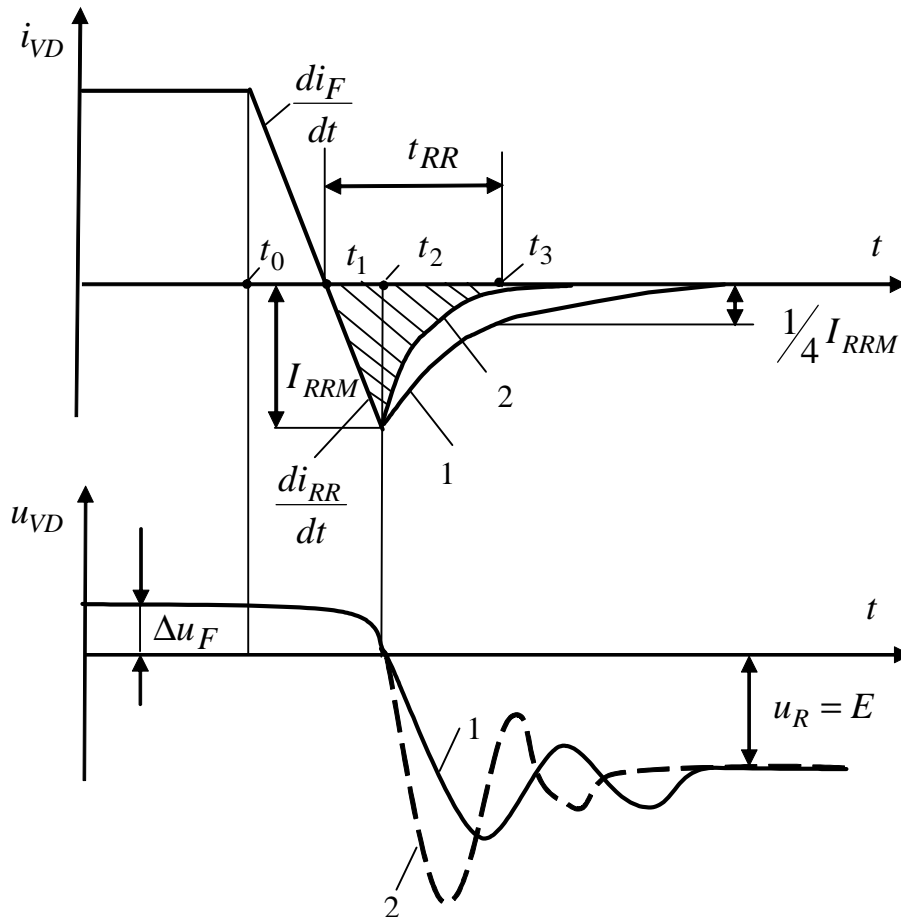


Рис. 1.15 – Діаграми струму та напруги діода при вимиканні

До підключення джерела зворотної напруги у момент часу $t = t_0$ діод знаходився у провідному стані і в ньому було накопичено надлишкове число носіїв заряду. Починаючи з моменту часу $t = t_0$ струм у діоді зменшується зі швидкістю $\frac{di_F}{dt}$. У момент часу $t = t_1$ струм проходить через нуль і в діоді починає протікати зворотний струм i_{RR} , що викликаний накопиченим у структурі діода зарядом зворотного відновлювання Q_{RR} . У момент часу $t = t_2$ діод відновлює свої властивості до запирання, і блокує протікання зворотного струму i_{RR} . Внаслідок цього струм починає спадати зі швидкістю, що визначається типом діода (на рис. 1.15 крива 1 відповідає плавному зменшенню зворотного струму, а крива 2 – різкому). Спад зворотного

струму через наявність індуктивності L кола комутації викликає появу перенапруг на діоді, що вимикається. Коли зворотний струм зменшиться до $\frac{1}{4}$ свого максимального значення I_{RRM} , прийнято вважати процес відновлення властивостей до запирання діоду закінченим (момент часу $t = t_3$). Інтервал часу $t_{RR} = t_3 - t_1$ є часом зворотного відновлення діода. Потім зворотний струм спадає до усталеного значення, коли $\frac{di_{RR}}{dt} = 0$, а зворотна напруга дорівнює напрузі джерела живлення E .

Заряд зворотного відновлення Q_{RR} відповідає площі, що обмежена миттєвими значеннями зворотного струму (див. рис. 1.15). Зв'язок між значеннями Q_{RR} , I_{RRM} , t_{RR} та швидкістю $\frac{di_{RR}}{dt}$ можна оцінити, якщо апроксимувати область протікання зворотного струму лінійними залежностями та знехтувати інтервалом спаду зворотного струму $t_2 - t_3$:

$$\left. \begin{aligned} Q_{RR} &\approx \frac{t_{RR}^2}{2} \cdot \frac{di_{RR}}{dt}; \\ I_{RRM} &= \sqrt{2Q_{RR} \frac{di_{RR}}{dt}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Для детальніших розрахунків необхідно враховувати умови роботи та параметри конкретного типу діоду.

1.4. Біполярні транзистори

1.4.1. Будова та принцип дії транзистора

Транзистором (від *TRANSfer resISTOR* – такий, що перетворює опір) називається електроперетворювальний НП прилад, який має один або декілька $p-n$ переходів, три або більше виводів і здатний підсилювати потужність електричного сигналу.

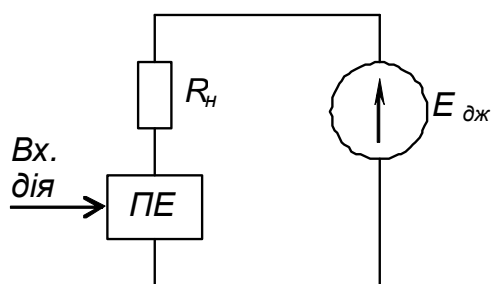


Рис. 1.16 – Елементарна схема підсилення

Розглянемо елементарні положення процесу підсилення потужності електричного сигналу.

У загальному вигляді, для підсилення електричного сигналу необхідна схема, наведена на рис. 1.16.

Вона складається з навантаження R_H , джерела живлення $E_{дж}$ та деякого гіпотетичного **підсилюючого елемента ПЕ**.

Малопотужна вхідна дія (Вх. дія) змінює параметри ПЕ так, що пропорційно їй змінюється потужність, що виділяється в R_H за рахунок $E_{дж}$.

У якості ПЕ добре було б мати, наприклад, електронний прилад із ВАХ, що наведені на рис. 1.17.

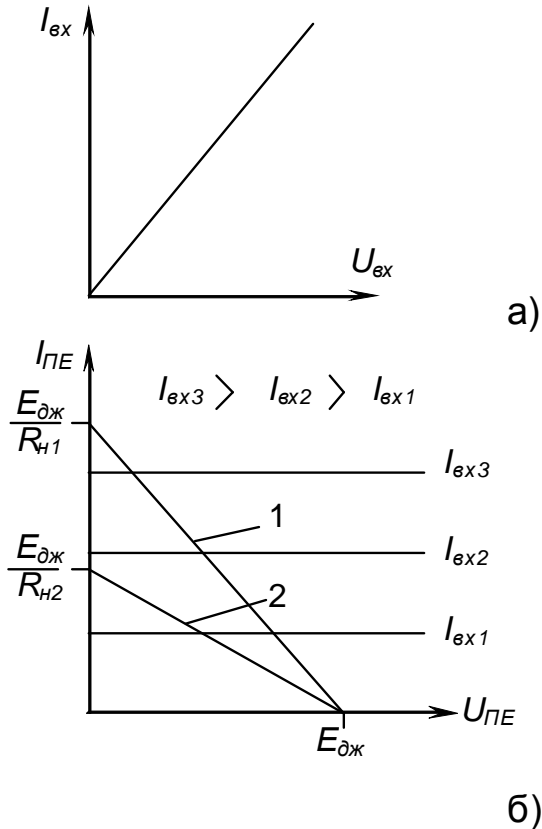


Рис. 1.17 – ВАХ гіпотетичного підсилюючого елемента

Якщо $R_H = R_{H1}$, то, при зміні $I_{вх}$ від нуля до нескінченності зміни напруги і струму в силовому колі будуть відповідати прямій 1 на рис. 1.17, б. Отже, змінам $U_{вх}$ відповідають пропорційні зміни $U_{ПЕ}$ і $I_{ПЕ}$. Випадку, коли $R_H = R_{H2}$, відповідає пряма 2.

Якщо $U_{ПЕ}$ та $I_{ПЕ}$ перевищують за величиною $U_{вх}$ та $I_{вх}$ маємо підсилювач, що відтворює в R_H всі зміни вхідної дії.

Чи може транзистор виконувати роль ПЕ?

Широко розповсюджені транзистори з двома $p-n$ переходами, що мають назву **біполярних**. Термін “біполярний” підкреслює, що процеси в цих транзисторах пов’язані з взаємодією носіїв заряду двох типів: електронів і дірок. Для виготовлення транзисторів вико-

Із залежності $I_{вх} = f(U_{вх})$ – рис. 1.17,а – видно, що вона являє собою пряму, а значить, пропорційним змінам вхідної напруги (вхідної дії) відповідають пропорційні зміни вхідного струму. Це повинно забезпечувати точне реагування ПЕ на зміни вхідної дії. Із залежності $I_{ПЕ} = f(U_{ПЕ})$ – рис. 1.17,б – виходить, що фіксованій величині вхідної дії, яка проявляється у вигляді фіксованої величини $I_{вх}$, відповідає фіксована реакція в силовому колі ПЕ, а саме – фіксоване значення струму через ПЕ $I_{ПЕ}$, що не залежить від величини напруги на ньому $U_{ПЕ}$.

Тепер, якщо маємо фіксоване значення навантаження

ристовують германій і частіше кремній. Два $p-n$ переходи створюють за допомогою тришарової структури з чергуванням шарів, що мають електронну та діркову електропровідності.

У відповідності до чергування шарів з різними типами електропровідності, біполярні транзистори поділяються на два типи: $n-p-n$ і $p-n-p$, позначення яких наведені на рис. 1.18.

Центральний шар біполярних транзисторів має назву “база”. Зовнішній лівий, який є джерелом носіїв заряду (електронів чи дірок) і, головним чином, створює струм приладу, називається “емітером”. Правий зовнішній шар, що приймає заряди від емітера, називається “колектором”. На перехід емітер - база напруга подається у прямому напрямку, тому навіть при незначній напрузі через перехід тече великий струм. На перехід колектор – база напруга подається у зворотному напрямку. Зазвичай її значення на декілька порядків перевищує значення напруги на переході емітер – база.

На рис. 1.18 наведені також еквівалентні схеми транзисторів у вигляді двох діодів ($p-n$ переходів), увімкнених зустрічно. З них видно, що така конструкція не може забезпечувати підсилення електричного сигналу – струм від колектора до емітера протікати не може.

Підсилюючі властивості біполярного транзистора забезпечуються тим, що $p-n$ переходи в ньому не незалежні, а взаємодіють один з одним, що, у свою чергу, забезпечується технологічними особливос-

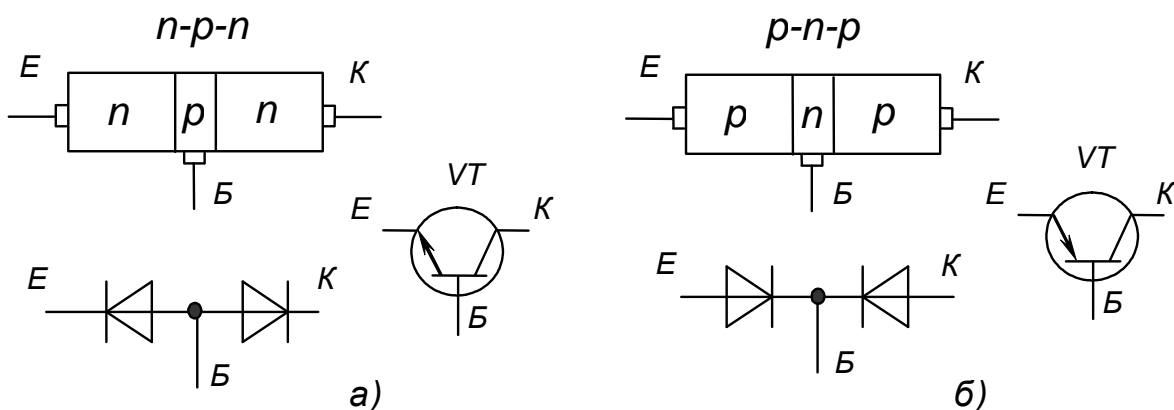


Рис. 1.18 - Схематична побудова та умовне позначення транзисторів $n-p-n$ (а) та $p-n-p$ (б) типів

тями виконання тришарової структури. А саме:

- 1) емітер виконано з великою кількістю домішки – він має велику кількість вільних носіїв заряду;
- 2) база виконана тонкою з малою кількістю основних носіїв заряду;
- 3) колектор – масивний і має кількість носіїв, меншу, ніж емітер.

Розглянемо роботу транзистора типу *n-p-n*.

Для початку припустимо, що увімкнено лише перехід колектор - база: до нього прикладена напруга джерела колекторного живлення E_K , як показано на рис. 1.19. Емітерний струм I_E дорівнює нулю, у транзисторі протікає лише незначний зворотний струм через колекторний перехід, бо через нього рухаються неосновні носії заряду, що зумовлюють початковий струм I_{KO} .

Якщо підімкнути емітерне джерело живлення E_E , як показано на рис. 1.20, емітерний перехід зміщується у прямому напрямку, через нього тече струм I_E визначеної величини.

Оскільки зовнішня напруга прикладена до емітерного переходу у прямому напрямку, електрони долають перехід і потрапляють у зону бази, де частково рекомбінують з її дірками, утворюючи струм бази I_B . Більшість електронів, які є неосновними носіями для бази,

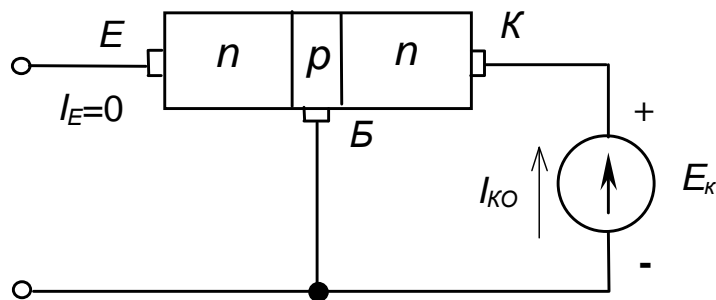


Рис. 1.19 – Спрощена схема вмикання транзистора

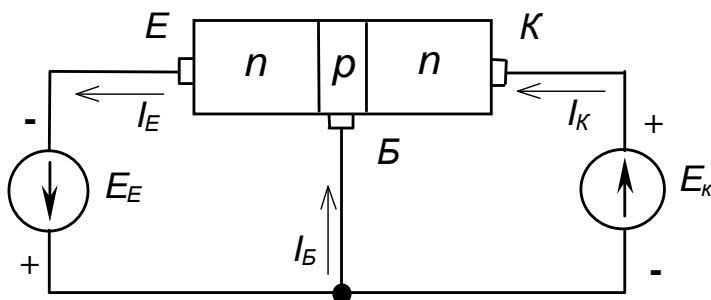


Рис. 1.20 – Схема вмикання транзистора

завдяки дрейфу досягають зони колектора, де вони є основними носіями, і, попадаючи під дію поля E_K , утворюють колекторний струм I_K . Струм I_K практично дорівнює I_E .

Рівняння для струмів транзистора в усталеному режимі має вигляд

$$I_E = I_B + I_K. \quad (1.10)$$

Зв'язок між струмом емітера і струмом колектора характеризується **коефіцієнтом передачі струму**, що вказує, яка частка повного струму через емітерний перехід до-

сягає колектора (передається до нього з емітера):

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}. \quad (1.11)$$

Для сучасних транзисторів $\alpha = 0,9 \div 0,995$.

Транзистор *p-n-p* типу діє аналогічно, тільки струм через прилад зумовлений, головним чином, дірками, а полярність підмикання джерел живлення протилежна.

Силові транзистори створюються шляхом паралельного з'єднання великої кількості транзисторних елементів малої потужності, що розташовані у кристалі напівпровідника.

1.4.2. Основні схеми вмикання і статичні характеристики біполярного транзистора

Як елемент електричного кола транзистор зазвичай використовується так, що один з його електродів є вхідним, другий вихідним, а третій - спільний відносно входу та виходу. У коло вхідного електроду вмикається джерело вхідного змінного сигналу, який треба підсилити за потужністю, а у коло вихідного – навантаження, у якому виділяється посилена потужність. Залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кіл, як це показано на рис. 1.21, розрізняють три схеми **вмикання транзисторів**:

- зі спільною базою – з СБ;
- зі спільним емітером – з СЕ;
- зі спільним колектором – з СК.

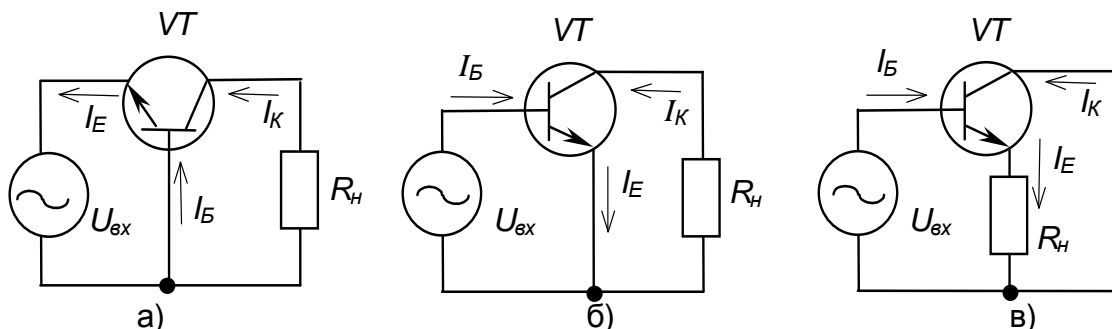


Рис. 1.21 – Схеми вмикання транзистора: а) з СБ; б) з СЕ; в) з СК

Слід зазначити, що основні схеми вмикання розглядаються для сигналу напруги змінного струму.

У схемі з СБ: I_E – вхідний струм, I_K - вихідний, передатність струму:

- статична – $\alpha = \frac{I_K}{I_E}$;
- динамічна – $\alpha_{дин} = \left. \frac{dI_K}{dI_E} \right|_{U_{KB}=const}$.

У схемі з СЕ: I_B – вхідний струм, I_K – вихідний, передатність струму:

- статична – $\beta_{cm} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_K : I_E}{(I_E - I_K) : I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$; (1.12)

- динамічна – $\beta_{dun} = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{KE} = const}$. (1.13)

У схемі з СК: I_B – вхідний струм, I_E – вихідний, $\frac{I_E}{I_B} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta$.

Для електричних схем на біполярних транзисторах існує чотири сім'ї **статичних вольт-амперних характеристик** ("статичних" у тому розумінні, що для транзистора задаються фіксовані значення напруги між деякими його електродами або струму в одному з кіл, і знаходяться відповідні їм значення струму в іншому колі або напруги між іншими електродами у статичному режимі):

- сім'я **вхідних характеристик** $i_{ex} = f(U_{ex}) \big|_{U_{eux} = const}$

(сім'я – тому, що для кожного конкретного значення U_{eux} маємо свою залежність $i_{ex} = f(U_{ex})$);

- сім'я **вихідних характеристик** $i_{eux} = f(U_{eux}) \big|_{I_{ex} = const}$;

- сім'я **характеристик керування** (характеристик прямої передачі) $i_{eux} = f(i_{ex}) \big|_{U_{eux} = const}$;

- сім'я **перехідних характеристик** (характеристик зворотного зв'язку) $U_{ex} = f(U_{eux}) \big|_{I_{ex} = const}$.

Для кожної схеми вмикання з чотирьох сімей статичних ВАХ незалежними є лише дві. Для аналізу роботи транзистора та визначення його параметрів використовують частіше перші дві.

Для схеми з СБ статичні ВАХ, наведені на рис. 1.22, описуються залежностями:

- вхідні - $I_E = f(U_{EB}) \big|_{U_{KB} = const}$ (при $U_{KB} = 0$ маємо ВАХ прямо зміщеного база-емітерного $p-n$ переходу);
- вихідні - $I_K = f(U_{KB}) \big|_{I_E = const}$.

Із рисунку видно, що вихідні характеристики майже паралельні осі напруги. Наявність невеликого нахилу (деяке збільшення I_K з ростом U_{KB}) пояснюється тим, що колекторна напруга має вплив, хоча і слабкий, на рух носіїв до колекторного переходу (в основному, через звуження бази з ростом U_{KB} за рахунок розширення колекторно-базового $p-n$ переходу).

Вихідна характеристика описується досить точним співвідношенням

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (1.14)$$

де I_{K0} – зворотний струм колектора (тепловий),
 r_K – нелінійний опір колекторного переходу.

Складова $\frac{U_{KB}}{r_K}$ надто мала і стає відчутною лише у зоні, що передуює пробою через зменшення r_K . Тому можна вважати $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$. При невисоких температурах величиною I_{K0} також можна знехтувати і тоді $I_K \approx \alpha I_E$.

Вхідні характеристики утворюють щільний пучок, що пояснюється слабким впливом колекторної напруги на струм емітера. Тому при практичних розрахунках достатньо мати не сім'ю, а одну вхідну характеристику, зазвичай, для значення колекторної напруги 5 В (рис. 1.22,а).

Для схеми з СЕ статичні характеристики, що наведені на рис. 1.23, є залежностями:

- вхідні - $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = \text{const}}$

(при $U_{KE} = 0$ маємо ВАХ зміщеного у прямому напрямку базо-емітерного $p-n$ переходу);

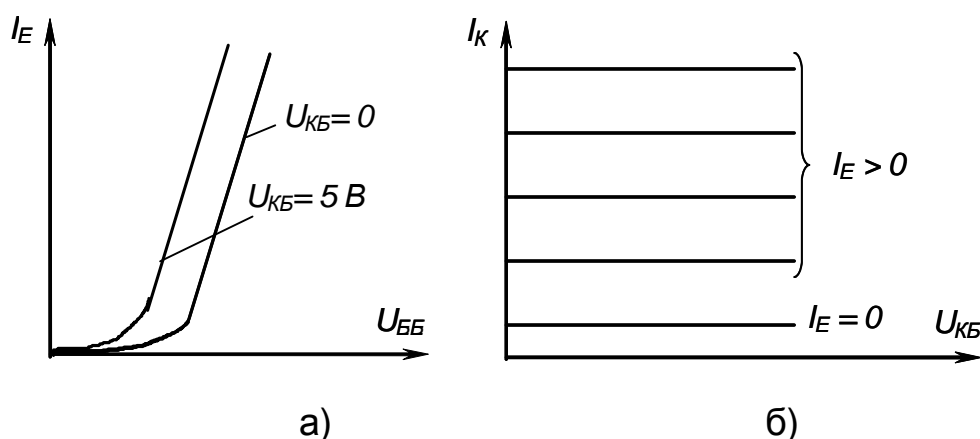


Рис. 1.22 – ВАХ транзистора, увімкненого за схемою з СБ:
а) вхідні; б) вихідні

- вихідні - $I_K = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = \text{const}}$.

(при $I_B = 0$ фактично маємо ВАХ зміщеного у зворотному напрямку базо-колекторного $p-n$ переходу).

Вихідні ВАХ схеми з СЕ досить точно можна описати виразом:

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{K0}}{1-\alpha} + \frac{U_K}{r_K(1-\alpha)} \quad (1.15)$$

або
$$I_K = \beta I_B + I_{K0}^* + \frac{U_K}{r_K^*}, \quad (1.16)$$

де
$$I_K^* = I_{K0}(\beta + 1); \quad r_K^* = \frac{r_K}{(\beta + 1)}. \quad (1.17)$$

Вихідні характеристики схеми з СЕ мають більший нахил, ніж у схеми з СБ, що пояснюється сильнішим впливом колекторної напруги на передатність струму (коефіцієнт β), а вхідні характеристики більш лінійні.

ВАХ схеми з СК схожі з характеристиками схеми з СЕ, тому що в обох схемах вхідним є струм бази, а вихідні струми (I_E або I_K) відрізняються незначно. Тому при практичних розрахунках вихідні ВАХ схеми з СЕ можна використовувати як вихідні ВАХ схеми з СК, якщо замінити струм колектора на струм емітера.

Вирази для статичних характеристик схеми з СК мають такий вигляд:

- вхідна - $I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{KE} = \text{const}};$
- вихідна - $I_E = f(U_{KE}) \Big|_{I_B = \text{const}}.$

Порівнюючи статичні характеристики біполярного транзистора з характеристиками гіпотетичного підсилюючого елемента (див. рис. 1.17) видно, що транзистор є далеко не ідеальним елементом.

Його вхідні характеристики не є прямими, що починаються з нуля (крім того, положення їх залежить від напруги у силовому колі транзистора), а є, швидше, експонентами (які з допущеннями можна вважати за прямі, зміщені відносно нуля на деяке значення напруги). Це виключає можливість підсилення сигналів, менших за ϕ_K (рис. 1.7).

Вихідні характеристики не паралельні осі напруг (мають деякий нахил: у схеми з СЕ більший, ніж у схеми з СБ), а також, реально,

нерівномірно розміщуються залежно від рівномірних змін I_B або I_E (наприклад, коефіцієнт β - величина непостійна для різних значень I_E). Більш того, вихідні характеристики схеми з СЕ починаються не від осі I_K , через що, при малих напругах U_{KE} струм $I_K \neq \beta I_B$ і транзистор втрачає керованість.

Також слід зазначити, що, як і у всіх НП приладів, параметри транзистора (а отже, і положення його характеристик) значною мірою залежать від температури та різняться у різних екземплярів транзисторів навіть одного типу.

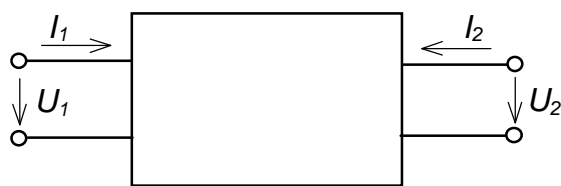


Рис. 1.24 - Активний лінійний чотириполюсник

Тим не менше, ці електронні прилади якнайширше використовуються для реалізації конкретних підсилювачів, а їхня неідеальність компенсується до необхідних значень відповідними схемотехнічними прийомами.

1.4.3. Біполярний транзистор як активний чотириполюсник (h - параметри)

Статичні ВАХ використовуються при розрахунках електронних схем із великими рівнями вхідних сигналів. Якщо рівень вхідного сигналу малий і транзистор працює на лінійній ділянці ВАХ (робота у режимі малого сигналу), його можна подати як активний лінійний елемент (чотириполюсник), зображений на рис. 1.24.

Величини U_1 , I_1 є вхідними, а U_2 , I_2 – вихідними. При аналізі роботи чотириполюсника два параметри вибираються як незалежні змінні, а два інші є їхніми лінійними функціями. У зв'язку з цим роботу чотириполюсника можна охарактеризувати шістьма системами лінійних рівнянь, кожна з яких складається з двох рівнянь.

Найчастіше використовується система рівнянь, у якій незалежними змінними величинами є вхідний струм I_1 та вихідна напруга U_2 :

$$\begin{cases} u_1 = f(i_1, u_2) \\ i_2 = f(i_1, u_2) \end{cases} \quad (1.18)$$

Із системи рівнянь (1.18) можна знайти повні диференціали функцій u_1 та i_2 :

$$\begin{cases} du_1 = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} di_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{cases} \quad (1.19)$$

Якщо замінити диференціали функцій незначними приростами амплітудних значень струмів ($di = \Delta I$) та напруг ($du = \Delta U$) і ввести нові позначення для частинних похідних, то система рівнянь (1.19) матиме вигляд:

$$\begin{cases} \Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \end{cases} \quad (1.20)$$

Значення коефіцієнтів h знаходять при створенні режимів холостого ходу (х.х.) на вході чотириполюсника і короткого замикання (к.з.) на виході за змінною складовою струму.

З режиму х.х. на вході, коли $I_1 = 0$, $\Delta I_1 = 0$, можуть бути визначені:

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{— коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою;}$$

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{— вихідна провідність транзистора.}$$

Із режиму К.З. на виході, коли $U_2 = 0$, можна визначити:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{— вхідний опір транзистора;}$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{— коефіцієнт передачі за струмом.}$$

Система рівнянь (1.20) називається **системою h -параметрів**. Значення h -параметрів наводяться у довідникових матеріалах на транзистори. Залежно від схеми вмикання транзистора h параметри мають різне значення. Тому вони позначаються відповідною літерою в індексі (наприклад, для схеми з СЕ — h_{11E} , з СБ — h_{11B} , з СК — h_{11K} і т.п.).

Перевагою системи h -параметрів є порівняна простота безпосереднього вимірювання значень коефіцієнтів h (для одержання їх експериментальних значень).

Так, режим х.х. на вході транзистора (за змінним струму) здійснюється вмиканням у вхідне коло транзистора дроселя з великою індуктивністю ($\omega L \rightarrow 0$), а режим к.з. - шляхом вмикання паралельно вихідному колу конденсатора великої ємності ($1/\omega C \rightarrow 0$).

Схема заміщення транзистора за h -параметрами зображена на рис. 1.25.

При розрахунках також використовується **фізична T – подібна модель транзистора**.

На рис. 1.26 зображена така модель для схеми з СЕ.

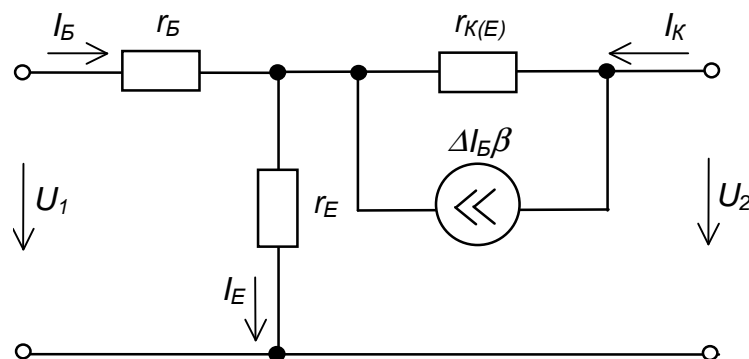


Рис. 1.26 – T - подібна схема заміщення транзистора

Тут прийняті наступні позначення:

r_B – об'ємний опір бази транзистора;

r_E – прямий опір емітерного переходу;

$r_{K(E)}$ – зворотний опір колекторного переходу;

β – коефіцієнт передачі за струмом.

Існує зв'язок між фізичними та h -параметрами. Так, для схеми з СЕ маємо:

$$h_{12E} = \frac{r_E}{r_{K(E)}} (\beta + 1); \quad (1.21)$$

$$h_{22E} = \frac{1}{r_{K(E)}}(\beta + 1); \quad (1.22)$$

$$h_{11E} = r_B + r_E(\beta + 1); \quad (1.23)$$

$$h_{21E} \approx \beta. \quad (1.24)$$

При розрахунках пристроїв на біполярних транзисторах h -параметри використовуються як основні.

1.4.4. Основні режими роботи біполярного транзистора

Незалежно від схеми вмикання біполярного транзистора він може працювати у трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному U_E та колекторному U_K переходах):

- режим відтинання ($U_E < 0$, $U_K < 0$);
- активний режим ($U_E > 0$, $U_K < 0$);
- режим насичення ($U_E > 0$, $U_K > 0$).

У **режимі насичення**, який настає при великому відпінному вхідному сигналі, колекторний та емітерний переходи зміщені у прямому напрямку, транзистор повністю відкритий і його струм $I = U_3 / R_H$, тобто залежить тільки від опору навантаження R_H та зовнішньої напруги U_3 (вихідний опір транзистора знижується до дуже малої величини).

У **режимі відтинання**, що настає з поданням до вхідного кола транзистора сигналу, який забезпечує повне запирання приладу, обидва переходи зміщені у зворотному напрямі (закритий стан транзистора). При цьому у вихідному колі протікає струм, що є зворотним струмом емітерного та колекторного переходів, а опір транзистора високий.

Активний режим є проміжним. При ньому емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Транзистор у цьому режимі працює як підсилювач сигналу: змінам вхідного сигналу тут відповідають пропорційні зміни вихідного.

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться у режимі відтинання або насичення, називається **ключовим режимом**.

Розглянемо наведені вище режими роботи транзистора на прикладі його вмикання за схемою з СЕ, зображеною на рис. 1.27.

Тут:

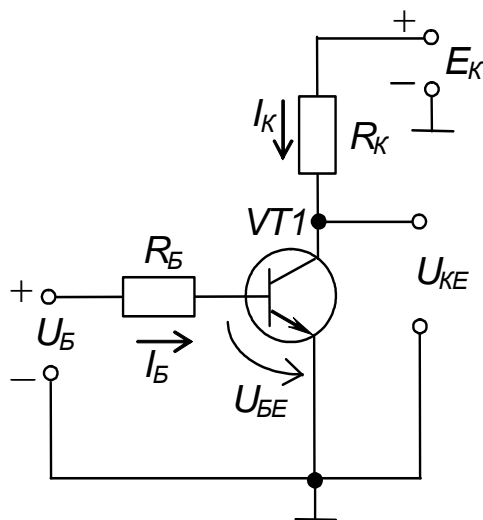
$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B} ; \quad (1.25)$$

$$I_K = \beta I_B ; \quad (1.26)$$

$$U_{вих} = U_{KE} = E_K - I_K R_K , \quad (1.27)$$

де R_B , R_K - базове та колекторне навантаження, U_{KE} - напруга між колектором та емітером, E_K - ЕРС джерела живлення.

Рівняння (1.27) характеризує зв'язок вихідної напруги з вхідним струмом і називається динамічною вихідною характеристикою транзистора або лінією навантаження.



На сім'ї вихідних статичних характеристик побудуємо лінію навантаження, як показано на рис. 1.28. Для цього розглянемо режими холостого ходу (х.х.) та короткого замикання (к.з.).

Для режиму х.х.:

якщо $I_K = 0$, то $U_{KE} = E_K$.

Для режиму к.з.:

якщо $U_{KE} = 0$, то $I_K = \frac{E_K}{R_K}$.

Рис. 1.27 - Схема вмикання транзистора з СЕ

Точки перетину лінії навантаження з будь-якою ВАХ називаються **робочими точками** і відповідають певним значенням вихідного струму та вихідної напруги. Якщо, наприклад, $I_B = I_{B0}$, то цьому відповідає точка P , для якої $U_{вих} = U_{OK}$, $I_{вих} = I_{OK}$.

Коли робоча точка лежить у межах відрізка ab , транзистор працює в **активному (підсилювальному) режимі**, де змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

Якщо робочу точку задати нижче точки b , транзистор переходить до режиму відтинання, якому відповідає власне точка b (транзистор тут відтинає протікання струму у силовому колі).

Якщо ж робочу точку задавати вище точки a - транзистор знаходиться у режимі насичення, якому і відповідає точка a .

Взагалі **режимом насичення** називають такий режим, коли подальшому збільшенню вхідної дії не відповідає збільшення вихідної реакції, що досягла деякого значення.

У режимі насичення через транзистор тече струм

$$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K} \quad (1.28)$$

Для того щоб транзистор увійшов до режиму насичення, необхідно забезпечити

струм бази не менший за $I_{BH} = \frac{I_{KH}}{\beta}$.

Ступень насичення характеризується **коефіцієнтом насичення**

$$S = \frac{I_B}{I_{BH}} > 1, \text{ (тому що тут } I_B > I_{BH} \text{).} \quad (1.29)$$

В активному режимі $S < 1$.

Гідравлічною моделлю транзистора може слугувати звичайний водопровідний кран. Якщо він закритий, то відтинає споживача від мережі і знаходиться під дією її тиску. У цьому стані через нього може протікати лише незначний струмінь рідини, що є показником якості крану. Незначне зусилля (керуючий сигнал) на ручку крана (на елемент керування) відкриває його і потужність струменю рідини, що тече тепер до споживача, стає пропорційною ступеню відкриття – значенню вхідної дії. Якщо кран відкрити повністю, то, незалежно від подальшої відкриваючої дії на його елемент керування, через нього буде протікати незмінний струмінь рідини, зумовлений тиском мережі. Цей струмінь дещо менший за той, що протікав би з труби без крана, за рахунок деякого падіння тиску на останньому, бо кран створює опір протіканню рідини.

До основних параметрів біполярних транзисторів належать:

- максимально допустимий струм колектора I_{KMAKC} (I_C), що, в основному, визначається перетином виводів від кристалу НП, становить (0,01÷100) А;



Рис. 1.28 – Вихідна динамічна характеристика транзистора

- максимально допустимий імпульсний струм колектора $I_{K.I}$ (I_{CM}), який визначається у режимі насичення при заданій тривалості імпульсу, становить $(10 I_{KMAKC})$;
- допустима робоча напруга $U_{KE.MAKC}$ (U_{CEO}), що визначається напругою лавинного пробою колекторного переходу, $(20 \div 1000)$ В;
- напруга насичення колектор-емітер $U_{KE.HAC}$ ($U_{CE(SAT)}$), визначається напругою між колектором та емітером у режимі насичення, $(0,2 \div 0,5)$ В;
- коефіцієнт передачі струму β (h_{FE}) становить $(1 - 1000)$;
- допустима потужність на колекторі $P_K = I_K U_{KE}$ (якщо $P_K < 0,3$ Вт, то маємо транзистор малої потужності, якщо $P_K = 0,3 \div 1,5$ Вт – середньої потужності, якщо $P_K > 1,5$ Вт - великої потужності), за її перевищення кристал розплавиться.

1.4.5. Складені транзистори

Для значного підвищення коефіцієнта посилення за струмом застосовують комбінації з двох і більше транзисторів, з'єднаних так, що в цілому конструкція, як і одиночний транзистор, має три зовнішні виводи і називається **складеним транзистором**.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах одного типу провідності, наведена на рис. 1.29,а. Її ще називають **схемою Дарлінгтона**.

Тут вхідний струм є струмом бази першого транзистора. Після

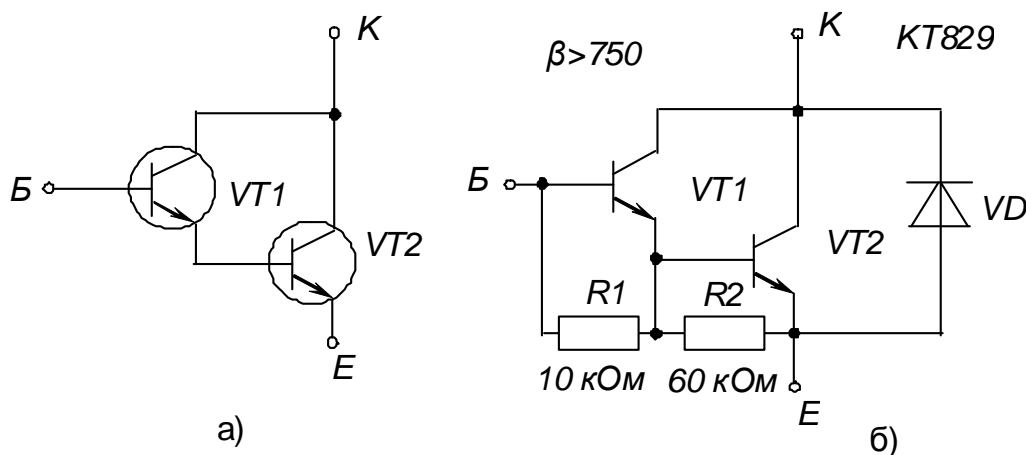


Рис. 1.29 - Складений транзистор за схемою Дарлінгтона

підсилення останнім у β_1 разів він подається у базу другого транзистора, яким підсилюється ще в β_2 разів. У результаті загальний коефіцієнт підсилення за струмом становить

$$\beta = \beta_1 \beta_2.$$

Таку схему широко застосовують як у дискретному виконанні, так і в інтегральному. На рис. 1.29,б, наприклад, наведено еквівалентну схему потужного транзистора КТ829, що має $\beta \geq 750$.

Тут резистори R_1 і R_2 забезпечують відведення від бази зворотного струму колекторних переходів, а діод VD захищає структуру від дії зворотної напруги.

Схема складеного транзистора, виконаного на транзисторах різного типу провідності **схема Шиклаї**, наведена на рис. 1.30. Її особливістю є те, що тип провідності конструкції в цілому визначається типом провідності першого транзистора. Так, у даному разі ми маємо еквівалент транзистора $n-p-n$ типу (незважаючи на те, що на виході встановлено транзистор $VT2$ $p-p-p$ типу — його емітер є колектором, а колектор емітером складеного транзистора).

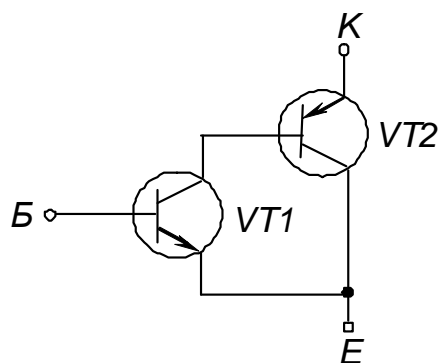
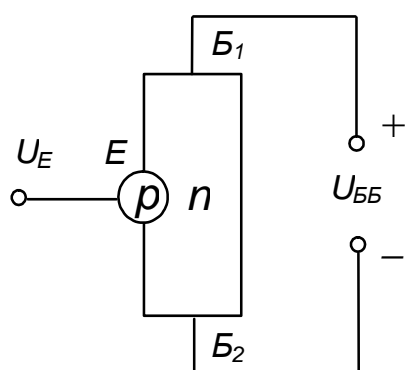


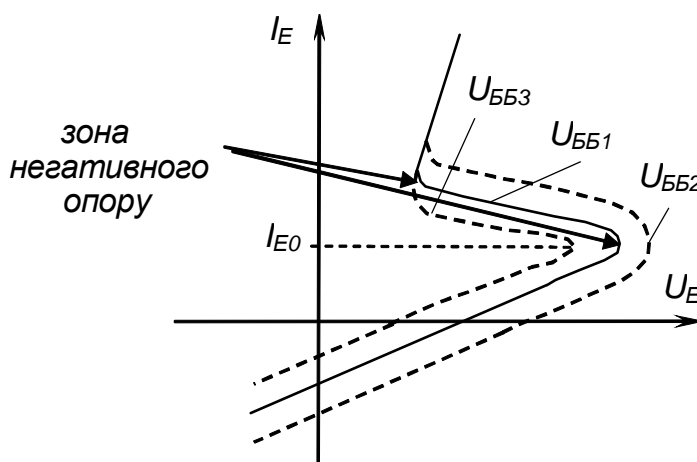
Рис. 1.30 - Складений транзистор за схемою Шиклаї

1.4.6. Одноперехідний транзистор

Одноперехідний транзистор або двобазовий діод - це НП прилад з одним $p-n$ переходом. Його схематична конструкція і ВАХ наведені на рис. 1.31.



а)



б)

Рис. 1.31 - Одноперехідний транзистор: а) конструкція; б) вхідна ВАХ

Шар p -типу має назву емітера, а області монокристалу по обидва боки емітера, що мають електронну провідність, називаються базами. Зазвичай, довжина нижньої бази B_2 набагато менша, ніж довжина верхньої бази B_1 . Якщо до контактів базових областей підімкнути зовнішню напругу із зазначеною на рис. 1.31 полярністю, то через обидві бази протікатиме невеликий струм — так званий струм зміщення.

Оскільки ділянка між базовими електродами являє собою лінійний опір, то спад напруги на базових областях пропорційний їх довжині. Напруга на емітерному переході зумовлюється різницею потенціалів емітера та базової області B_2 . Якщо потенціал емітера не перевищує потенціалу бази B_2 , то емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку і через нього протікає невеликий зворотний струм. При зміщенні емітерного переходу в прямому напрямку емітерний струм зростає, і при певному його значенні I_{EO} , починається лавиноподібне зменшення опору бази B_2 за рахунок проникнення носіїв заряду через $p-n$ перехід. Наслідком цього є зниження напруги емітера за одночасного зростання емітерного струму – ділянка негативного опору на вхідній ВАХ (тут негативним змінам напруги відповідають позитивні зміни струму). При змінах зовнішньої міжбазової напруги U_{BB} ВАХ зсувається, не змінюючи форми, як показано на рис. 1.31,б.

Наявність ділянки з негативним опором дозволяє використовувати одноперехідний транзистор у електронних ключах, генераторах, релейних схемах і т. ін. Донедавна вони якнайширше використовувались у пристроях генерування імпульсів керування тиристорами, які ми розглянемо нижче.

1.5. Уніполярні (польові) транзистори

1.5.1. Загальні відомості

До класу **уніполярних** належать транзистори, принцип дії яких ґрунтується на використанні носіїв заряду лише одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом у силовому колі уніполярних транзисторів здійснюється зміною під впливом електричного поля провідності каналу, через який протікає струм. Тому уніполярні транзистори ще називаються **польовими** (ПТ).

Розрізняють ПТ з керуючим $p-n$ переходом (із затвором у вигляді $p-n$ переходу) та з ізольованим затвором. Останні, в свою чергу, поділяються на ПТ із вбудованим каналом та з індукованим каналом. ПТ з ізольованим затвором належать до різновиду МДН-транзисторів: конструкція «метал – діелектрик – НП». Якщо як діелектрик використовують окис кремнію: конструкція «метал – оксид – НП», ПТ називають відповідно МОН-транзистором.

Характерною рисою ПТ є великий вхідний опір ($10^8 - 10^{14}$ Ом).

Широкого розповсюдження ПТ набули завдяки високій технологічності у виробництві, стабільності характеристик і невеликій вартості за масового виробництва.

1.5.2. Полеві транзистори з керуючим p - n переходом

Конструкція та принцип дії ПТ з керуючим p - n переходом пояснюється на моделі, наведеній на рис. 1.32. У такого ПТ канал протікання струму являє собою шар НП, наприклад, n -типу, вміщений між двома p - n переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродом. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі - електрони), називається **виток**ом В, а електрод, до якого вони рухаються – **сток**ом С.

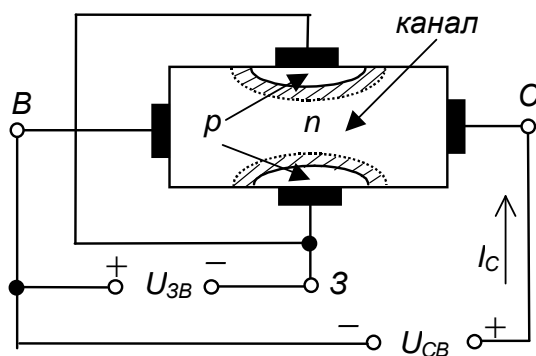


Рис. 1.32 – ПТ з керуючим p - n переходом

НП шари p -типу, що створюють із n -шаром два p - n переходи, виконані з більш високою концентрацією основних носіїв, ніж n -шар. Обидва p -шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається **затвором** 3.

Вихідна напруга підмикається між стоком і витком (U_{CB}), а вхідна напруга (керуюча) – між витком та затвором (U_{3B}), причому, на затвор подається зворотна щодо витку напруга.

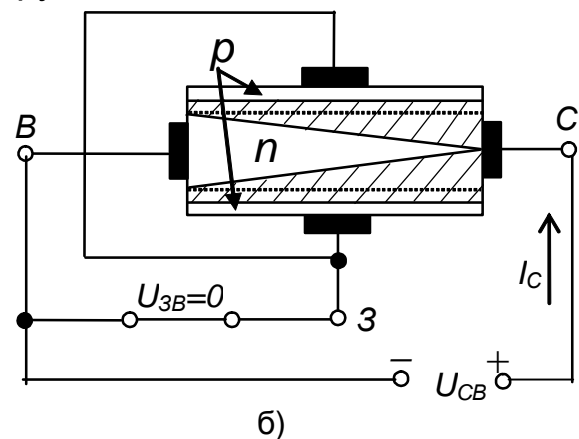
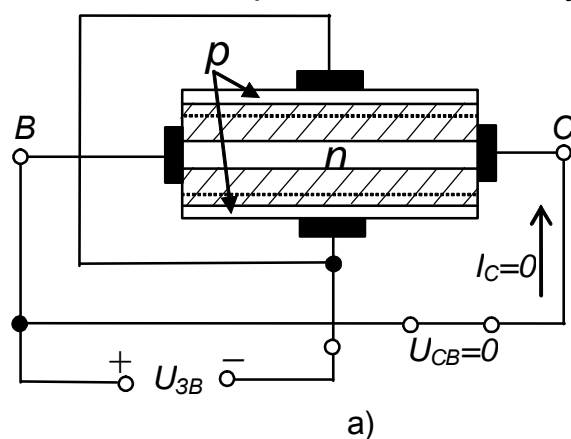


Рис. 1.33 - Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим p - n переходом:
а) при $U_{CB}=0$; б) при $U_{3B}=0$

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги U_{3B} змінюється ширина p - n переходів, що являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки p -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини p - n переходів відбувається, головним чином, за рахунок більш високоомного n -шару.

При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а отже і його провідність і відповідно вихідний струм I_C приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга $U_{зв}$, так і напруга $U_{св}$. Вплив напруг на провідність каналу ілюструє рис. 1.33, де заради спрощення не показані ділянки n -шару, розміщені поза p - n переходами.

На рис. 1.33,а зовнішню напругу прикладено лише у вхідному колі транзистора. Збільшення зворотної напруги на p - n переході призводить до зменшення провідності каналу за рахунок зменшення його перерізу (вздовж усього каналу). Та оскільки $U_{св}=0$, вихідний струм $I_C=0$.

Рис. 1.33,б ілюструє зміну перерізу каналу під впливом лише напруги $U_{св}$ ($U_{зв}=0$). Коли $U_{св}>0$ через канал протікає струм. Внаслідок цього виникає розподілений по каналу спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Сумарний спад напруги ділянки стік-витік дорівнює $U_{св}$. Відповідно потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: зростають у напрямку стоку від нуля до $U_{св}$. Потенціал точок p -шару відносно витіку визначається потенціалом затвора відносно витіку і у даному випадку дорівнює нулю. У зв'язку із зазначеним, зворотна напруга, прикладена до p - n переходів, зростає у напрямку витік-стік і p - n переходи розширюються у напрямку стоку. Це явище призводить до клиновидного зменшення перерізу каналу. Підвищення напруги $U_{св}$ викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його перерізу, а отже, і провідності каналу. При певному значенні $U_{св}$ межі обох p - n переходів змикаються (див. рис. 1.33,б) і опір каналу стає великим.

Очевидно, що за сумарної дії $U_{св}$ та $U_{зв}$, змикання p - n переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення I_C за подальшого після змикання росту $U_{св}$ – струм через канал не залежить від $U_{св}$.

Аналогічно працюють транзистори з каналом p -типу, лише полярність напруг повинна бути зворотною.

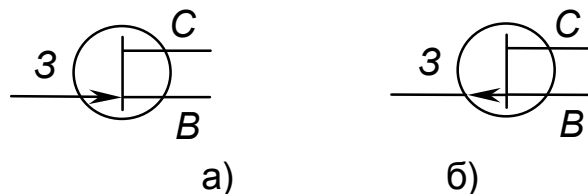


Рис. 1.34 - Умовні позначення
ПТ з керуючим p - n переходом :
а) з каналом n -типу, б) з каналом p -типу

На рис. 1.34 наведені умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом.

Роботу таких транзисторів пояснюють сім'ї ВАХ двох видів: стокові і стік-затворні.

Стокові (вихідні) характеристики, наведені на рис. 1.35, показують залежність струму стоку від напруги стік-витік за фіксованої напруги затвор-витік:

$$I_C = f(U_{CB}) \Big|_{U_{3B} = \text{const}} .$$

На ділянці 1 (0а) маємо значну залежність I_C від вихідної напруги U_{CB} . Це неробоча ділянка для випадку використання приладу як підсилюючого елементу. Тут його використовують як керований резистор.

На ділянці 2 (ає) залежність вихідного струму від вихідної напруги мала. Це робоча ділянка у режимі підсилення.

Ділянка 3 відповідає пробою приладу.

Точці а відповідає змикання p - n переходів (напруга U_{CBa}). Причому при $U_{3B} = 0$ транзистор повністю відкритий, а чим вища напруга U_{3B} (абсолютна величина), тим більше змикаються p - n переходи.

Напруга на затворі, за якою струм вихідного кола $I_C=0$, називається напругою запирання або напругою відтинання U_{3B0} . Числове значення U_{3B0} дорівнює U_{CB} у точці а ВАХ транзистора.

Стік-затворні (передатні) ВАХ відображають залежність струму стоку від напруги затвор-витік за фіксованої напруги стік-витік

$$I_C = f(U_{3B}) \Big|_{U_{CB} = \text{const}} .$$

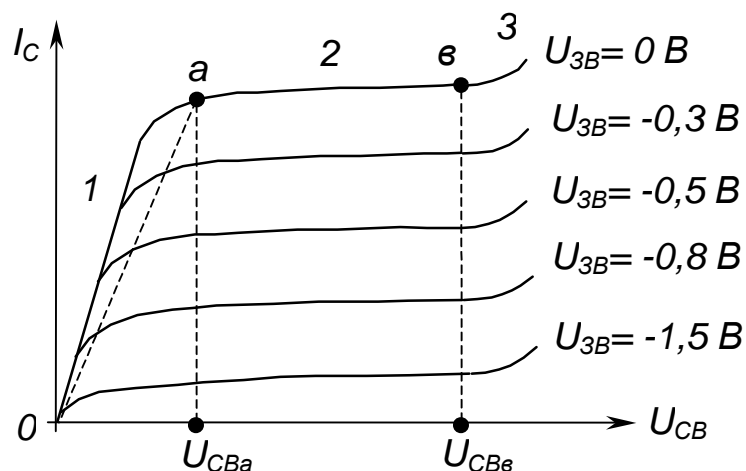


Рис. 1.35 – Стокові ВАХ ПТ з керуючим p - n переходом

Передатна ВАХ зображена на рис. 1.36.

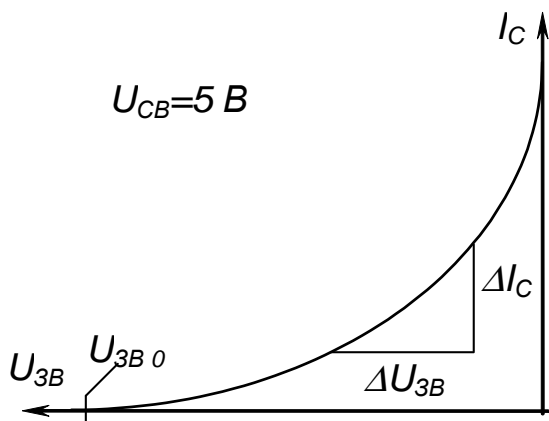


Рис. 1.36 – Передатна ВАХ ПТ з керуючим $p-n$ переходом

Параметри ПТ з керуючим $p-n$ переходом:

- максимальне значення струму стоку I_{Cmax} (відповідає його значенню у точці e на вихідних ВАХ при $U_{3B}=0$), сягає від десятків міліампер до одного ампера;
- максимальне значення напруги стік-витік U_{CBmax} (задають у 1,2÷1,5 рази меншим за напругу пробою ділянки стік-витік при $U_{3B}=0$), становить до 100 В;
- напруга відтинання U_{3B0} ;
- внутрішній опір $r_i = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_C} \right|_{U_{3B}=const}$;
- крутизна стік-затворної характеристики $S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3B}} \right|_{U_{CB}=const}$;
- вхідний опір $r_{ex} = \frac{dU_{3B}}{dI_3}$, становить десятки мегаом.

1.5.3. СІТ - транзистори

У середині 70-х років минулого століття багаторічні дослідження – У.Шеклі (США) з 1940 р., Нішізава (Японія) з 1950 р. завершилися створенням ПТ із статичною індукцією **СІТ – транзистора**. Цей транзистор, будучи за суттю ПТ з керуючим $p-n$ переходом, є твердотільним аналогом електронновакуумної лампи – тріода, у якої вихідна ВАХ при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує ВАХ $p-n$ переходу. З ростом негативної напруги керування характеристики зсуваються вправо.

На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим $p-n$ переходом, СІТ – транзистор має вертикальну конструкцію: p -шари затвору вводяться в n -шар вертикально. Таке виконання забезпечує роботу прилада при напругах до 2000 В й частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великого числа елемен-

тарних транзисторів із наступним паралельним з'єднанням кількох тисяч елементарних структур забезпечує робочі струми до 500 А – це вже силовий електронний прилад.

Крім роботи у режимі ПТ, цей транзистор може працювати і у режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається позитивне зміщення і протікає струм керування. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані значно зменшується.

Структура, вихідні ВАХ та умовне позначення n -канального СІТ-транзистора наведені на рис. 1.37.

Зверніть увагу: в зображенні структури транзистора індекси при позначенні типу провідності напівпровідника (наприклад, p^+ , n^-) вказують на ступінь його легування - на введення більшої або меншої кількості домішки, у даному разі – донорної.

СІТ- транзистори не знайшли широкого використання у силовій електроніці через погані ключові властивості. Основна галузь їхнього використання –потужні електронні пристрої, де СІТ працюють у підсилювальному режимі.

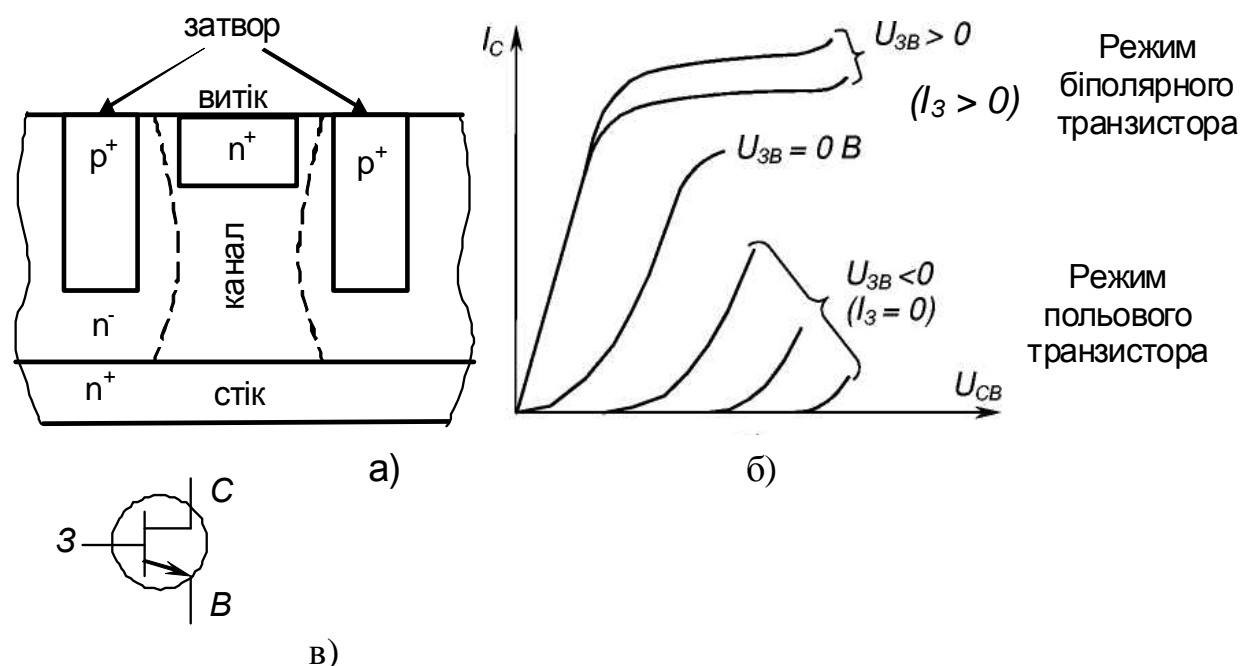


Рис. 1.37 – Структура (а), вихідні ВАХ (б) та умовне позначення (в) n канального СІТ-транзистора

1.5.4. Польові транзистори з ізольованим затвором (МДН – транзистори)

На відміну від ПТ з керуючим p - n переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною областю струмоп-

ровідного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної області шаром діелектрика. Тому **МДН-транзистори** належать до класу **ПТ з ізолюваним затвором**. Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів ($10^{12} \div 10^{14}$ Ом).

Частіше як діелектрик використовують оксид кремнію (SiO_2), і тоді ПТ називають **МОН-транзистором** (метал – оксид - НП). Такі транзистори бувають із вбудованим та індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом n -типу зображена на рис. 1.38. Для зниження опорів шарів, які з'єднані з виводами транзистора В та С, їх виконують з більшим вмістом носіїв. Такі шари позначають додатковим верхнім індексом, наприклад, n^+ - типу.

При $U_{3B} = 0$ або від'ємному, $I_c = 0$ (два p - n переходи ввімкнені зустрічно). При позитивній напрузі на затворі відносно витоку поверхневий шар на межі НП з діелектриком збагачується електронами, що притягуються з глибини p -шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли p -шар стає n -шаром. Таким чином між зонами n -шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витоку. Вивід П від p -шару (підложка) зазвичай з'єднується зі стоком С.

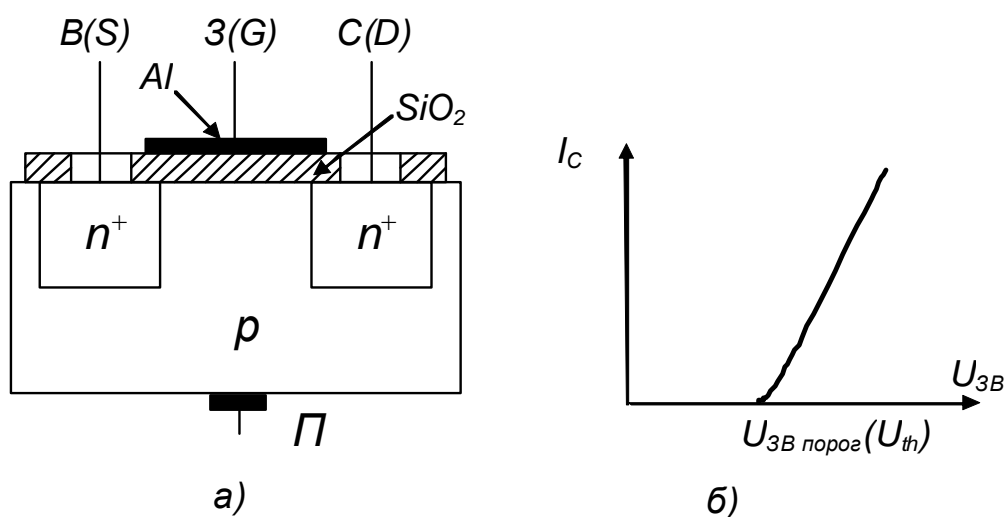


Рис. 1.38 – Конструкція (а) і стік-затворна характеристика (б) МОН – транзистора з індукованим каналом

Отже, при $U_{3B} = 0$ МОН-транзистор закритий. А для його відкриття, як видно з стік-затворної ВАХ рис. 1.38, б), U_{3B} повинно перевищити деяке порогове значення $U_{3B \text{ порог}}$ за якого виникає канал.

При наявності струму стоку, як і у транзистора з керуючим $p-n$ переходом, за рахунок розподілення за довжиною каналу падіння напруги від нуля до U_{CB} , канал ($p-n$ перехід між з'єднаними каналом зонами n та зоною p) звужується у напрямку стоку. За деякого значення напруги U_{CB} канал перекривається так, що подальше збільшення струму стоку не відбувається. Тому вихідні ВАХ ПТ з ізольованим затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим $p-n$ переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги U_{3B} . Конструкція МОН-транзистора з вбудованим каналом n -типу та його стік-затворна характеристика зображені на рис. 1.39. У ПТ з вбудованим каналом зони n -типу з'єднано перетинкою – тонким шаром n -типу. В результаті канал під дією напруги U_{3B} може як розширюватись, так і звужуватись (до повного змикання) залежно від знаку.

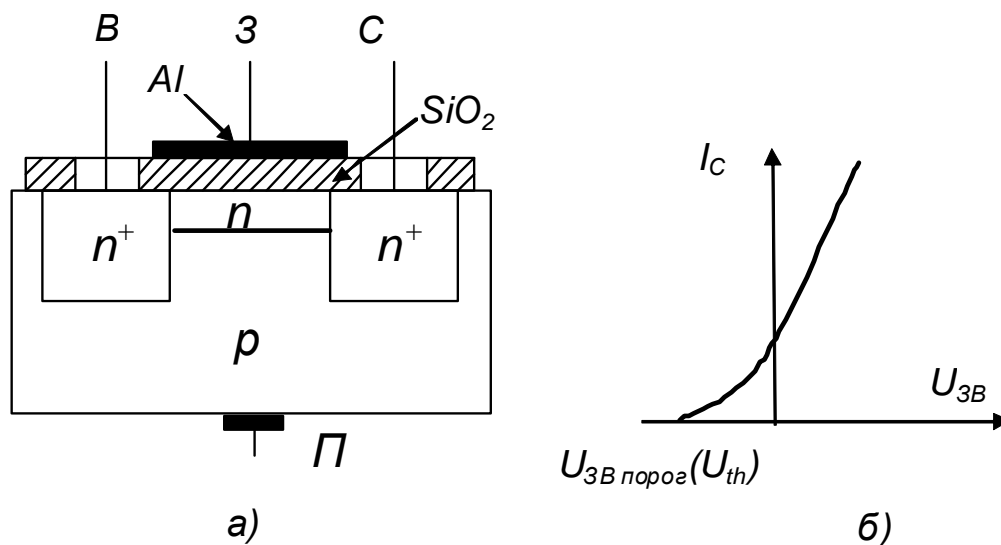


Рис. 1.39 – Конструкція (а) і стік-затворна характеристика (б) МОН – транзистора з вбудованим каналом

Таким чином у транзистора з вбудованим каналом струм у колі стік-витік тече при відсутності напруги на затворі. Для керування цим струмом на затвор може подаватися напруга, як більша за нуль для збагачення каналу, так і менша за нуль для його збіднення носіями.

Умовні позначення МДН – транзисторів наведені на рис. 1.40.

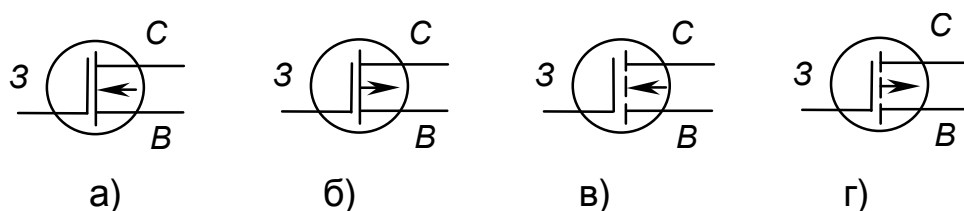


Рис. 1.40 - Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індукованим n -типу (в); індукованим p -типу (г)

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

Силові МОН-транзистори, як правило із вбудованим зворотним діодом, в основному розраховані на роботу з напругою не більше 600 В, частіше використовуються при напрузі 100 В та струмах до 200 А. Вони здатні працювати на частотах 100 кГц і вище. В наш час розроблені МОН-транзистори з резистивним опором у провідному стані меншим за 0,01 Ом, що дозволяє суттєво зменшити втрати при використанні як ключ при вказаних високих частотах.

Зазначимо, що у силових пристроях біполярні транзистори останнім часом практично витіснені польовими.

Основні параметри МОН-транзисторів наведені в табл. 1.3.

1.5.5. Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ)

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (**БТІЗ**, англійською: *IGBT – insulated gate bipolar transistor*) з'явилися у 80-х роках минулого століття і відтоді інтенсивно використовуються як силові прилади, витісняючи у багатьох застосуваннях тиристори і силові транзистори.

В наш час це силовий напівпровідниковий ключ комбінованого типу, який отримав найбільш масове виробництво, у вхідному колі якого використовується МДН-транзистор, а у вихідному – біполярний. Таким чином він поєднує в собі переваги біполярних транзисторів (малі втрати потужності) та польових (незначна потужність керування).

Ці транзистори випускаються на напруги до 1800 В з частотою до 100 кГц та силою струму до 2000 А, що забезпечується паралельним з'єднанням великої кількості (до кількох сотень тисяч) елементарних транзисторів на одному кристалі (як і у СІТ – транзистора).

Таблиця 1.3 – Основні параметри МОН-транзисторів

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змістовне значення параметра	Характерні значення для транзистора на струм 33 А та напругу 200 В
1	2	3	4
Постійний струм стоку, А	I_{Dmax}	Струм стоку, що не викликає перевищення температури вище допустимої	33
Напруга затвор-стік, В	V_{GS}	Діапазон допустимої напруги керування	± 20

Продовження табл. 1.3

1	2	3	4
Імпульсний струм стоку, А	I_{Dpulse}	Допустимий імпульсний струм стоку, що обмежений у часі і не викликає перебільшення допустимої температури	132
Напруга пробою стік-витік, В	$V_{(BR)DSS}$	Максимальна напруга стік-витік, яка призводить до пробою транзистора	200
Потужність, що розсіюється, Вт	P_{tot}	Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування	170
Порогова напруга затвор-витік, В	$V_{GS(th)}$	Напруга затвор-витік з якої починається протікання струму витоку	3
Начальний струм стоку, мкА	I_{DSS}	Струм стоку за напругою керування, що дорівнює нулю	10
Струм витоку затвору, мкА	I_{GSS}	Струм витоку крізь затвор при номінальній напрузі керування	10
Опор стік-витік у відкритому стані, Ом	$R_{DS(on)}$	Опір стік-витік при номінальній напрузі керування	0,06
Вхідна ємність, пФ	C_{iSS}	Сумарна ємність затвор-витік та затвор-стік	2600
Вихідна ємність, пФ	C_{DSS}	Сумарна ємність затвор-стік та стік-витік	500
Прохідна ємність (ємність зворотного зв'язку), пФ	C_{rSS}	Ємність затвор-стік (ємність Міллера)	230
Час затримки вмикання, нс	$t_{d(on)}$	Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму стоку	40
Час наростання, нс	t_r	Час зростання струму стоку	110
Час затримки на вимикання, нс	$t_{d(off)}$	Час від початку спадання імпульсу керування до початку зниження струму стоку	450
Час спадання, нс	t_f	Час спадання струму стоку	160

РТ- структура, умовне позначення, еквівалентна схема та вихідні ВАХ БТІЗ наведені на рис. 1.41.

Як видно, він являє собою складну багатошарову структуру, створення якої стало можливим із розвитком інтегральної технології: це вже, фактично, інтегральна мікросхема.

Таку структуру ще називають схемою псевдо-Шиклаї (див. рис. 1.29,а та рис. 1.30).

Головне, чим відрізняється IGBT-структура у порівнянні з МДН-транзистором – це наявність неосновних носіїв, що накопичені в базових областях біполярних транзисторів у ввімкненому стані. Тому швидке польове вимикання МДН-складової структури призводить до відтинання базової області біполярного транзистора та подальшого зменшення накопиченого заряду тільки на підставі рекомбінаційних ефектів. Це в свою чергу визначає наявність додаткової фази у струмі приладу, що вимикається, яка називається хвостовою частиною колекторного струму (tail current), що погіршує частотні властивості структури IGBT (рис. 1.42).

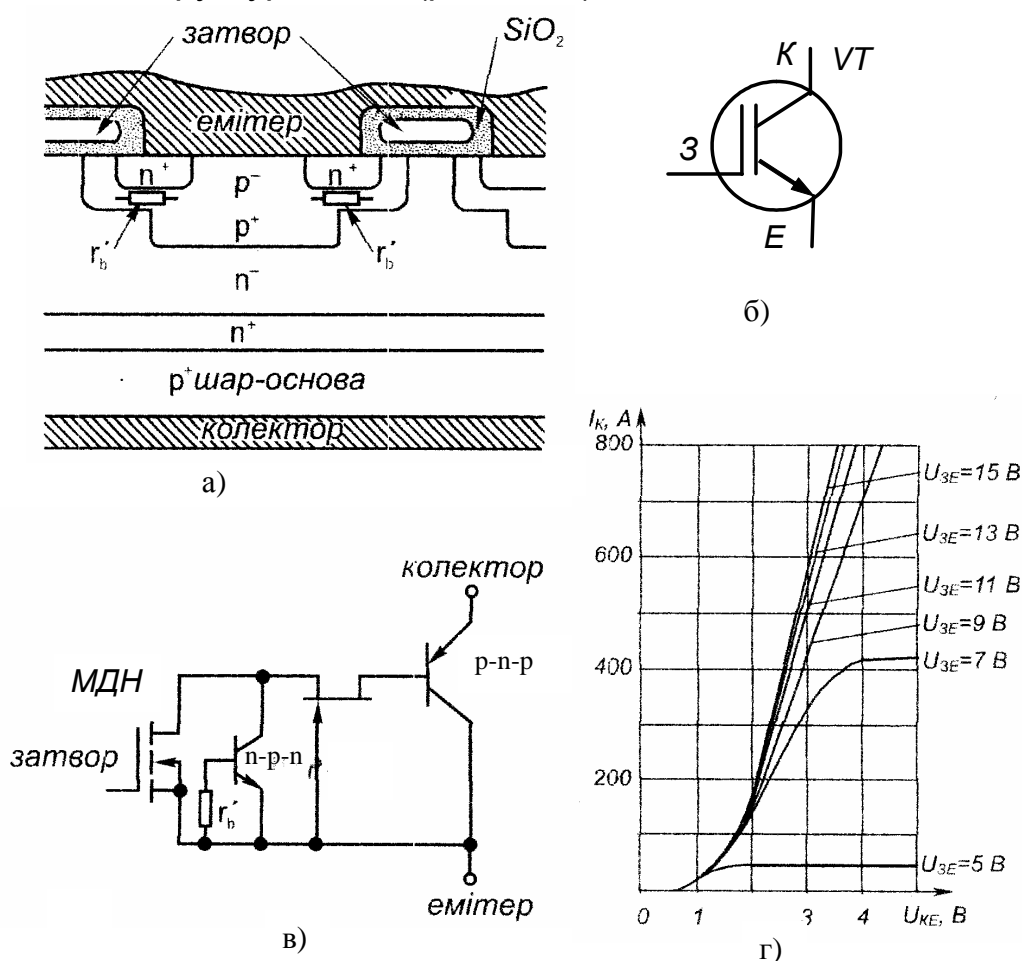


Рис. 1.41 – РТ-структура (а). умовне позначення (б), еквівалентна схема (в) та вихідні ВАХ (г) БТІЗ

Різний технологічний підхід у реалізації IGBT з зменшеним часом життя носіїв, що знижує фазу «хвостового» струму, призвів до появи двох найбільш розповсюджених в наш час різновидів.

Перша структура зветься **епітаксіальною**, чи **РТ- структурою** IGBT та характеризується додатковим буферним p^+ - шаром, що

розташований між підложкою та p^- - шаром (рис. 1.41,а). Цей шар вирощують методом епітаксії, що і визначає назву відповідної структури. Наявність додаткового високолегірованого p^+ - шару сприяє швидкішим процесам рекомбінації неосновних носіїв. Крім цього, в епітаксiальній структурі використовують опромінювання для зменшення часу життя носіїв заряду.

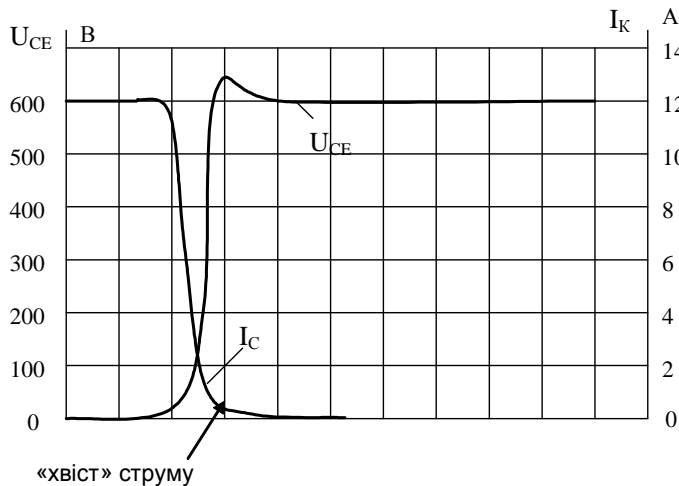


Рис. 1.42 - Залишковий колекторний струм («хвіст» струму) при вимиканні БТІЗ

Іншим різновидом структури IGBT є так називана **гомогенна** чи **NPT –структура** (рис. 1.43). Підложка у даному випадку береться у вигляді пластини з електронним типом провідності, а не з дірковим, як у попередньому випадку. Однорідність вихідного матеріалу, тобто гомогенність, визначає загальну назву даних структур. Колекторний p^+ -шар в NPT-приладі створюється додатково зі зворотного боку вихідної підложки, при цьому спеціальних заходів для зменшення часу життя не використовують.

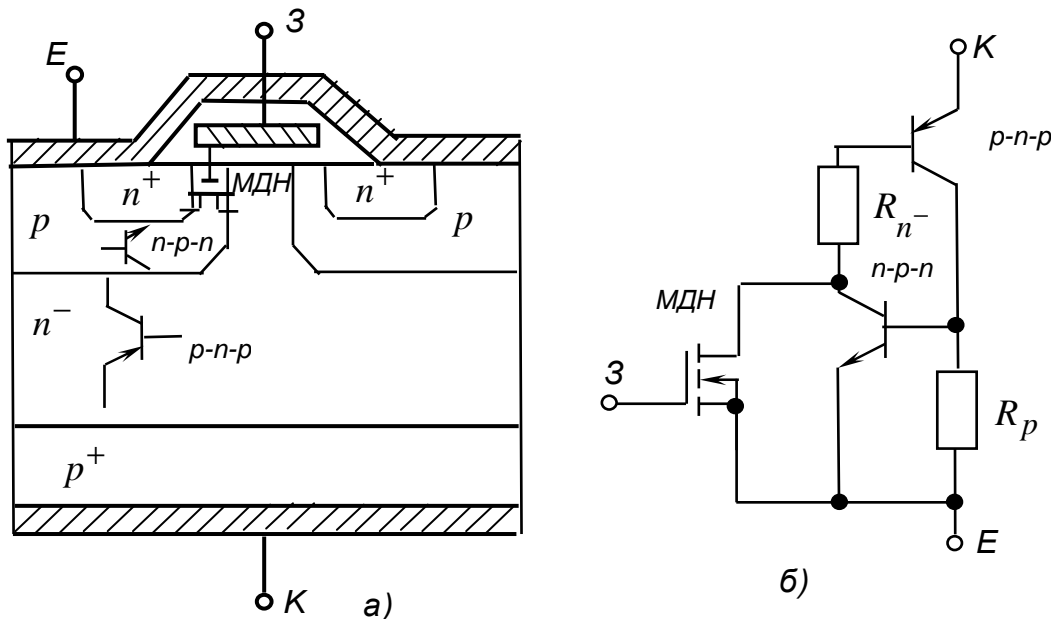


Рис. 1.43 – NPT – структура IGBT (а) та її еквівалентна схема (б)

Обидві розглянуті структури IGBT мають свої переваги та недоліки. При робочих напругах до 600 В РТ- структури дозволяють отримати найменші залишкові падіння напруги. NPT– структура частіше використовується у високовольтних приладах (1200 В і більше). При цьому забезпечуються хороші динамічні властивості, наприклад слабка температурна залежність амплітуди та тривалості залишкового («хвостового») струму при вимиканні.

Основними напрямками в розробці декількох поколінь IGBT є засоби зменшення напруги відкритого стану та підвищення робочої частоти за умови збереження стабільності та надійності роботи.

При розрахунку силових електронних пристроїв одним із основних параметрів електронних ключових приладів, що визначає втрати енергії у приладі, а, отже, ступень його нагріву, є падіння напруги на приладі у відкритому стані, для транзисторів – у режимі насичення.

З наведених на рис. 1.41,г вихідних ВАХ БТІЗ типу SKM 500 GA-3 фірми SEMIKRON (Німеччина), максимальне значення струму колектора якого становить 550 А, видно (тут показано початкові ділянки ВАХ), що падіння напруги на транзисторі у режимі насичення є досить значним. Більше того, воно не буває меншим десь за 0,8 В. Це пояснюється наявністю в області колектора БТІЗ базо-емітерного $p-n$ переходу біполярного транзистора $p-n-p$ типу. Значення падіння напруги залежить від площі $p-n$ переходу і об'єму n - шару.

Аналогічні параметри біполярних транзисторів кращі (падіння напруги у режимі насичення складає від 0,2 В). У традиційних тиристорів вони також кращі (падіння становить від 1 В - у порівнянні з біполярними транзисторами воно збільшене на падіння на базо-емітерному переході біполярного транзистора $p-n-p$ типу, що зрозуміло з еквівалентної схеми тиристора, наведеної на рис. 1.46,б). У тиристорів, призначених для роботи на підвищених частотах (сотні герц), падіння приблизно є таким же, як і у БТІЗ.

А взагалі вихідні ВАХ БТІЗ, якщо не враховувати наведеного вище, подібні до вихідних ВАХ ПТ з ізолюванням затвором.

Окрім дискретного виконання, БТІЗ також виробляють і у вигляді модулів, в яких міститься від одного до семи транзисторів, а також зворотні діоди (див. V_D на рис. 1.29,б). Це дозволяє зменшити габарити електронних пристроїв.

Також зазначимо, що фірмою Toshiba semiconductor розроблено біполярний транзистор з ізолюванням затвором та збільшеною інжекцією IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Цей прилад має пряму (залишкову) напругу і густину струму, що відповідають потуж-

ним біполярним (звичайним) тиристорам, а динамічні параметри перемикачів характерні для IGBT. Зараз випускається кілька типів IEGT-модулів притискної та паяної конструкції, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

У поєднанні з широкою номенклатурою типових керуючих пристроїв у мікровиконанні БТІЗ у наш час широко застосовують у пристроях енергетичної електроніки. Основні параметри БТІЗ дані в табл. 1.4.

Таблиця 1.4 – Основні параметри БТІЗ (IGBT)

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змістовне значення параметра	Характерні значення для транзистора на струм 360 А та напругу 1700 В
1	2	3	4
Постійний струм колектору, А	$I_{C\max}$	Струм колектору, що не викликає перебільшення температури вище допустимої	360
Імпульсний струм колектору, А	I_{Cpulse}	Допустимий імпульсний струм колектору, що обмежений у часі (як правило 1 мс), який не викликає перебільшення допустимої температури	720
Напруга колектор-емітер, В	$V_{CE\max}$	Максимальна напруга колектор-емітер	1700
Напруга затвор-емітер, В	V_{GE}	Діапазон допустимої напруги керування	± 20
Потужність, що розсіюється, Вт	P_{tot}	Максимально допустима потужність, виділення якої у транзисторі не призводить до його руйнування	3600
Начальний струм колектору, мА	I_{CES}	Струм колектору за напругою керування, що дорівнює нулю	6
Струм витоку затвору, нА	I_{GES}	Струм витоку затвора при номінальній напрузі	300
Напруга колектор-емітер насичення, В	$V_{CE(sat)}$	Напруга колектор-емітер у відкритому стані при протіканні номінального струму колектора	3,2
Вхідна ємність, пФ	C_{ies}	Сумарна ємність затвор-колектор та затвор-емітер	49200
Час затримки вмикання, мкс	$t_{d(on)}$	Час між поданням імпульсу керування та початком зростання струму колектора	0,1
Час наростання, мкс	t_r	Час наростання струму колектора	0,1

1	2	3	4
Час затримки на вимикання, мкс	$t_{d(off)}$	Час від початку спадання імпульсу керування до початку зниження струму колектора	0,4
Час спадання, мкс	t_f	Час спадання струму колектора	0,5
Енергія втрат при вмиканні, Дж	E_{ON}	Енергія втрат при вмиканні за заданим режимом навантаження та керування	$E_{ON} + E_{OFF} = 70 \cdot 10^{-3}$
Енергія втрат при вимиканні, Дж	E_{OFF}	Енергія втрат при вимиканні за заданим режимом навантаження та керування	

1.6. Динамічні режими транзисторів

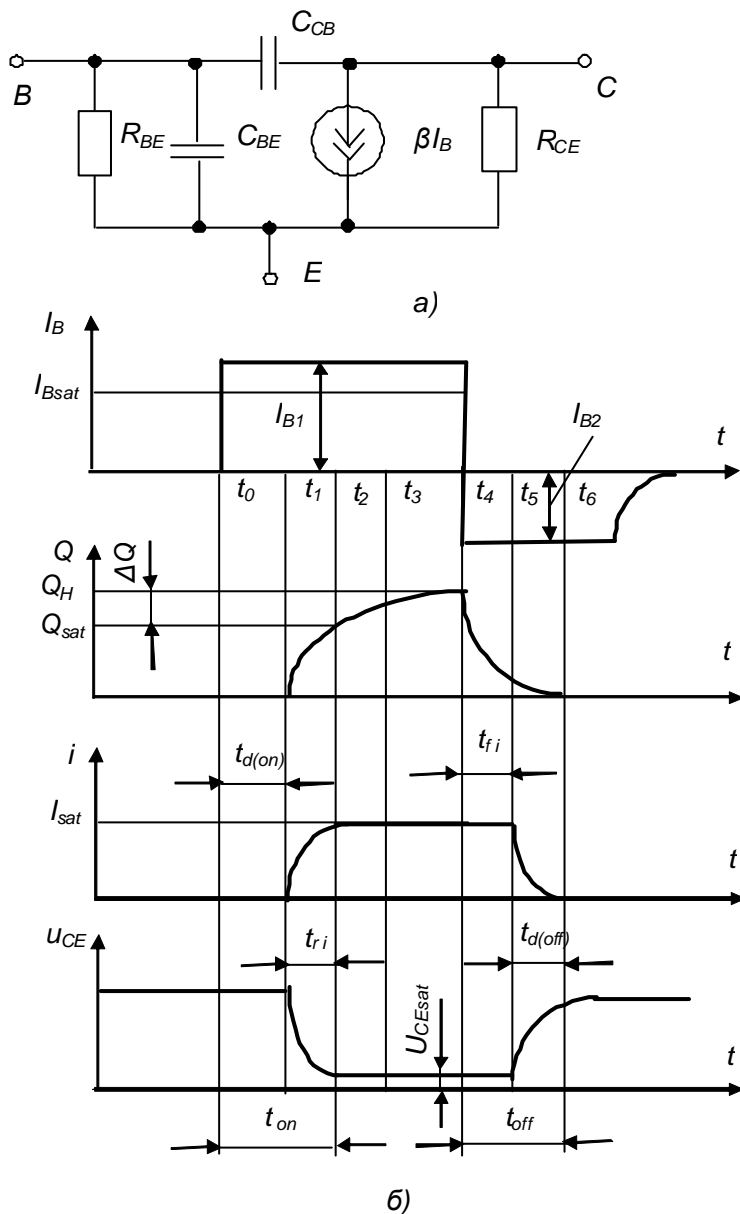


Рис. 1.44 – Динамічні процеси в біполярному транзисторі: схема заміщення (а), діаграми процесів (б)

Перехід транзистора із вимкненого стану в увімкнений відбувається не миттєво, а за визначений для кожного типу транзистора час. Інерційність перехідних процесів обумовлена інерційністю процесів зміни концентрації носіїв електричних зарядів у структурі транзистора та наявністю в ній внутрішніх (власних) ємностей. На рис. 1.44,а наведена схема заміщення біполярного транзистора, що враховує ємності, які зветься деколи «паразитними».

Відомо, що на динамічні режими роботи ключів впливають як їхня власна швидкодія, так і параметри зовнішнього середовища, у якому відбувається комутація. У даному випа-

дку розглядаються процеси, що обумовлюють швидкодію біполярних транзисторів як ключових приладів. Для якісної оцінки приймаються допущення про активний характер навантаження.

Вмикання біполярного транзистора. Припустимо, що транзистор при $t < t_0$ знаходиться у режимі відтинання (є вимкненим) та у момент часу $t = t_0$ (рис. 1.44,б) у базу транзистора від джерела струму керування надходить імпульс струму з ідеально крутим фронтом та значенням $I_{B1} > I_{Bsat}$ ($I_{Bsat} = I_{BH}$). Напруга на вхідному конденсаторі C_{BE} (рис. 1.44,а) не може змінитися стрибком, тому починається процес його заряду до деякої напруги $U_{BEsat} = 0,5...0,6$ В для кремнієвих транзисторів, при якому починається збільшення струму бази безпосередньо в структурі транзистора (момент t_1).

Цей процес визначає час затримки на вмикання $t_{d(on)}$. У момент часу $t = t_2$ заряд у базі Q досягає граничного значення Q_{sat} , що відповідає режиму насичення. При цьому подальше зростання струму колектора i_C практично зупиняється, а накопичення надлишкового заряду ΔQ у базі буде продовжуватися до моменту часу $t = t_3$.

Час наростання струму колектора i_C при $I_B \gg I_{Bsat}$ також називають фронтом вмикання транзистора t_{ri} . Час вмикання t_{on} складається з часу затримки на вмикання та часу наростання струму колектора $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$.

Якщо врахувати інерційність, яка створюється вихідною ємністю транзистора C_{CR} , остаточне спадання напруги u_{CE} буде відбуватися пізніше.

Вимикання біполярного транзистора. Припустимо, що у момент часу $t = t_4$ у базу насиченого транзистора поступає негативний (той що запирає) імпульс струму I_{B2} . Під дією цього струму починається інтенсивне розсмоктування надлишкового заряду ΔQ до значення заряду $Q = Q_{sat}$. В цей момент часу ($t = t_5$) транзистор починає виходити з насичення. Загальний час розсмоктування надлишкового заряду відповідає часу затримки на вимикання $t_{d(off)}$.

Загальний час вимикання транзистора $t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi}$, де t_{fi} - тривалість спаду струму колектора до настання режиму відтинання, тобто тривалість фронту вимикання. Відновлення вихідної напруги u_{CE} закінчиться пізніше моменту, коли струм $i_C = 0$ через наявність власної

вихідної ємності транзистора.

З наданих співвідношень для t_{on} та t_{off} випливає, що на швидкодію біполярного транзистора суттєвий вплив мають коефіцієнт насичення та струм керування, що надходять у базу.

Вмикання МДН –транзистора. Відсутність явищ накопичення

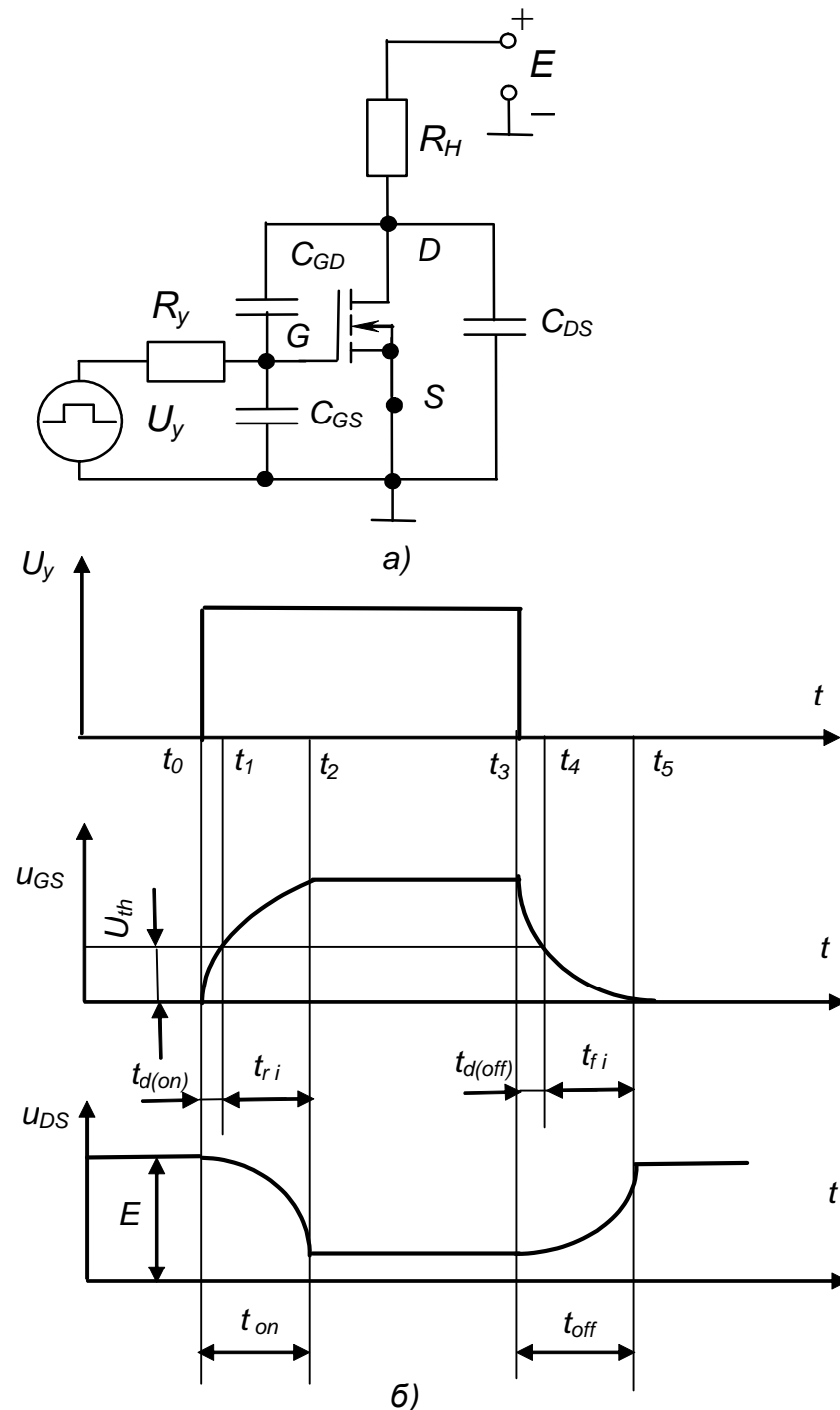


Рис. 1.45 – Динамічні процеси в МДН- транзисторі: схема заміщення (а), діаграми процесів (б)

та розсмоктування носіїв обумовлює високу швидкодію усіх польових транзисторів. Однак, через конструктивні особливості значення власних міжелектродних ємностей у цих транзисторах більше, ніж у біполярних. На рис. 1.45,а наведена схема заміщення МДН – транзистора, що враховує його міжелектродні ємності.

Припустимо, що МДН- транзистор знаходиться у стані відтинання (є закритим). У момент часу $t = t_0$ (рис. 1.45,б) на його затвор подається сигнал керування від джерела напруги U_y із внутрішнім опором R_y . Починається заряд вхідної єм-

ності C_{iss} , яка при $R_y \gg R_H$ може бути визначена як

$$C_{iss} = C_{GD} + C_{GS} \quad (1.30)$$

Коли напруга на затворі транзистора досягне порогового значення U_{th} у момент часу $t = t_1$, транзистор виходить з режиму відтинання і починається спадання напруги стік-витік u_{DS} . Інтервал часу $t_0 - t_1$ відповідає часу затримки на вмикання транзистора $t_{d(on)}$.

При подальшому збільшенні u_{GS} транзистор у момент часу $t = t_2$ переходить у відкритий стан. Цей інтервал часу відповідає фронту вмикання транзистора t_{ri} . Загальний час вмикання $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$. При вмиканні МДН- транзистора головним фактором, що визначає його швидкодію, буде швидкість заряду вхідної ємності C_{iss} . При цьому необхідно зазначити, що ємність C_{GD} має нелінійну залежність від напруги затвор-стік і з відкриттям транзистора, коли напруга затвор-стік зменшується, ємність C_{GD} різко збільшується. Це призводить до необхідності введення додаткового заряду у затвор від джерела керуючого сигналу. На честь вченого, що досліджував цей ефект, його називають ефектом Міллера, а ємність C_{GD} – ємністю Міллера. Швидкість заряду ємності затвору визначається параметрами джерела сигналу керування, тому в колах підвищення швидкодії часто використовують форсування вмикання цього транзистора від джерела струму на початковому інтервалі вмикання з подальшою підтримкою необхідного сигналу керування від джерела напруги малої потужності.

Вимикання МДН-транзистора. При стрибкоподібній зміні сигналу керування до нуля у момент часу $t = t_3$ починається вимикання транзистора (див. рис. 1.45,б). Спочатку також буде інтервал затримки $t_3 - t_4$ ($t_{d(off)}$), доки напруга на затворі не досягне граничного значення u_{th} , при якому транзистор переходить в активний режим. Подальше спадання напруги на затворі переводить транзистор у момент часу $t = t_5$ у режим відтинання, тобто у вимкнений стан. Інтервал часу $t_4 - t_5$ відповідає фронту вимикання транзистора t_{fi} . Загальний час вимикання $t_{off} = t_{d(off)} + t_{fi}$. На тривалість зростання напруги u_{DS} можуть впливати вихідна ємність транзистора C_{DS} та опір навантаження R_H .

Швидкодія БТІЗ визначається значною мірою тим, що вони поєднують властивості біполярних та польових транзисторів. На початку вмикання перехідні процеси БТІЗ та МДН-транзистора схожі. На кінцевому інтервалі процесу вмикання у перехідному процесі БТІЗ починають переважати властивості біполярного транзистора. Це призводить до стримання спадання напруги колектор-емітер, тому що перехід біполярного транзистора з активного режиму у насичений відбувається повільніше. При вимиканні також характер перехідного процесу спочатку схожий з процесом у польовому транзисторі, а на кінцевому інтервалі – у біполярному через накопичення надлишкових зарядів в одній з областей його структури (рис. 1.42).

1.7. Перемикаючі напівпровідникові прилади (тиристори)

Тиристор (від грецького *thyra* – двері + резистор) – це напівпровідниковий прилад, що має багатошарову структуру і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Його використовують як перемикач струму.

Тиристори бувають двоелектродні (або діодні) – диністори та триелектродні (або тріодні) – триністори.

1.7.1. Диністори

Двоелектродний тиристор (диністор) вперше було описано Дж. Моллом (США) у 1956 році.

Диністор має чотиришарову структуру, як зображено на рис. 1.46. У нього є три $p-n$ переходи, причому, за зазначеної полярності джерела напруги U_A , два крайні з них (P_1 і P_3) зміщені у прямому напрямку, а середній (P_2) – у зворотному (рис. 1.46,а).

Таку структуру можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), що складається з двох транзисторів $VT1$ та $VT2$ $p-n-p$ та $n-p-n$ типу відповідно (рис. 1.46,б). Цю модель можна отримати, якщо подумки розітнути прилад уздовж площини А-А, а потім обидві частини електрично з'єднати. При цьому виходить, що переходи P_1 і P_3 є емітерними переходами транзисторів, а перехід P_2 для обох транзисторів є колекторним.

Зона бази B_1 транзистора $VT1$ водночас є колекторною зоною транзистора $VT2$, а зона бази B_2 транзистора $VT2$ – колекторною зоною транзистора $VT1$.

Відповідно колекторний струм першого транзистора є базовим для другого $I_{K1}=I_{B2}$, а колекторний струм другого транзистора – базовим першого $I_{K2}=I_{B1}$. Таке вмикання забезпечує внутрішній позитивний зворотний зв'язок: якщо відкривається хоча б один транзистор, то надалі вони будуть підтримувати один одного у ввімкненому стані (у режимі насичення).

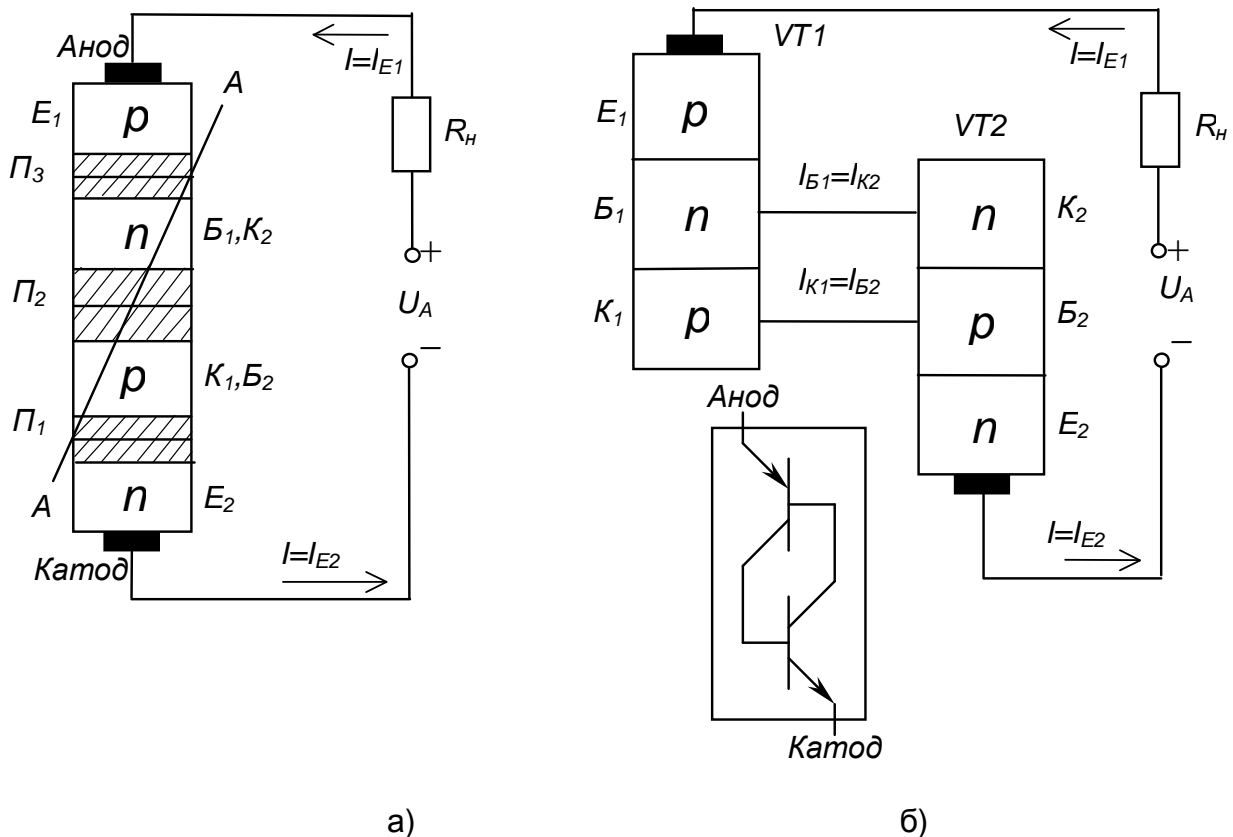


Рис. 1.46 - Структура диністора (а) та його модель у вигляді двох транзисторів (б)

Струм диністора – це емітерний струм першого транзистора I_{E1} або другого I_{E2} . У той же час він складається з двох колекторних струмів $I_{K1}=\alpha_1 I_{E1}$ та $I_{K2}=\alpha_2 I_{E2}$, де α_1 і α_2 – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів VT1 і VT2 відповідно. Крім того, до складу струму диністора I входить початковий некерований (тепловий) струм колекторного переходу I_{K0} .

Таким чином, можна записати

$$I = \alpha_1 I_{E1} + \alpha_2 I_{E2} + I_{K0}, \quad (1.31)$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I, \text{ а значить } I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0} = I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{K0}, \quad (1.32)$$

$$\text{звідки } I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.33)$$

Проаналізуємо вираз (1.33), використовуючи графіки залежності α_1 та α_2 від струму диністора, наведені на рис. 1.47.

Для малих значень струмів $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$. Зі зростанням напруги на диністорі коефіцієнти α_1 та α_2 зростають (за рахунок звуження баз

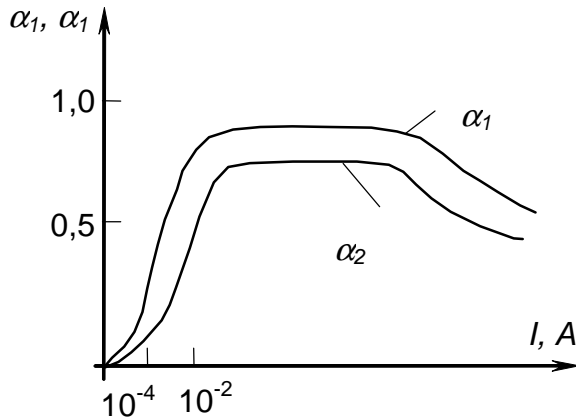


Рис. 1.47 - Залежність α_1 та α_2 від струму диністора

транзисторів через розширення зворотно зміщеного переходу Π_2), а отже, зростає і струм через диністор I .

При деякому значенні струму, що називається струмом вмикання диністора $I_{\text{вм}}$, отримаємо $(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, і вихідний струм мав би зрости до нескінченності, якби не обмежуюча дія опору навантаження $R_{\text{н}}$. Надалі прилад утримується в увімкненому

стані за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

ВАХ диністора наведена на рис. 1.48, на якому позначено:

$U_{\text{вм}}$ – напруга вмикання диністора;

$I_{\text{вм}}$ – струм вмикання;

$I_{\text{ум}}$ – струм утримання;

$I_{\text{гр}}$ – гранично допустимий струм приладу;

$U_{\text{гр}}$ – падіння напруги на диністорі, що відповідає $I_{\text{гр}}$.

Ділянка $0a$ ВАХ відповідає закритому стану диністора, ділянка ab - лавиноподібному перемикаю приладу (ділянка з **негативним**

опором, бо тут $R = -\Delta U / \Delta I$ – величина від'ємна). Ділянка $бв$, подібна відрізку ВАХ діода, відповідає увімкненому стану диністора, вона є робочою ділянкою характеристики.

Для вимикання приладу (переведення його у непровідний стан) струм у його колі повинен стати меншим за струм утримання. Основні параметри диністора:

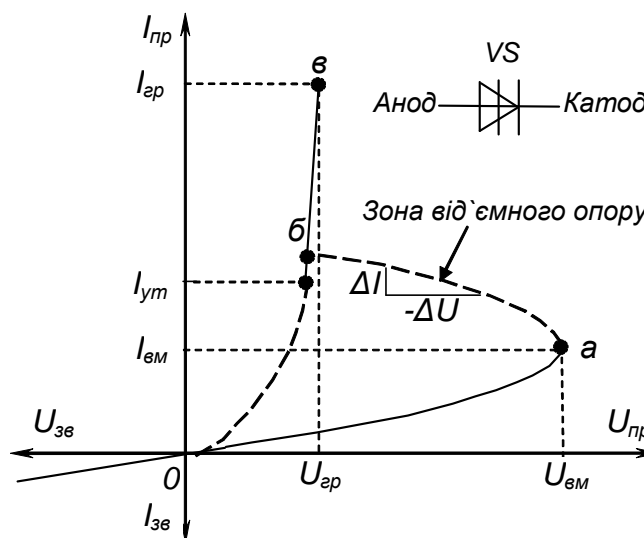


Рис. 1.48 - ВАХ диністора та його умовне позначення

- напруга вмикання диністора $U_{вм}$, що становить $(20 \div 1000)$ В;
- максимальне середнє значення прямого струму за заданих умов охолодження $I_{пр\ max}$, складає $(0,1 \div 2)$ А;
- струм утримання I_{ym} – мінімальний прямий струм увімкненого диністора, при подальшому зниженні якого диністор переходить у непровідний стан, складає $(0,01 \div 0,1)$ А;
- максимальне допустиме амплітудне значення зворотної напруги $U_{зв\ max}$, сягає до 1000 В;
- час вмикання, тобто час переходу від закритого стану до відкритого, знаходиться у межах $(1 \div 10)$ мкс.

1.7.2. Триністор (керований діод)

Диністори не знайшли широкого розповсюдження (використовувались для фіксування досягнення напругою певного значення). Проте тріодний тиристор (триністор), який є керованим перемикаючим приладом і частіше називається просто тиристором, став основою енергетичної електроніки 80-х років минулого століття.

Триністор – це чотиришаровий перемикаючий прилад, у якого від однієї з базових зон зроблено вивід – керуючий електрод.

Структура та умовне позначення триністора (надалі **тиристора**) наведені на рис. 1.49.

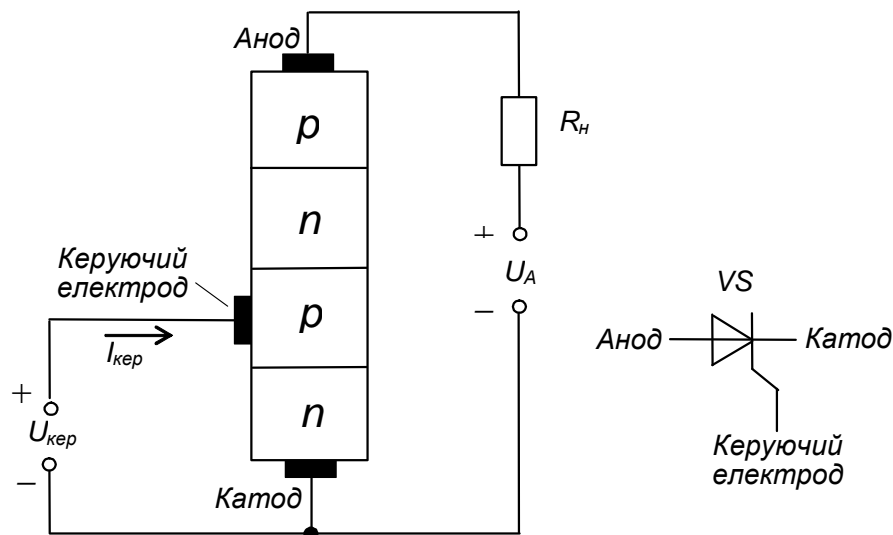


Рис. 1.49 - Структура та умовне позначення тиристора

Подаючи між керуючим електродом та катодом пряму напругу на p - n перехід, що працює у прямому напрямку (змінюючи струм керування), можна регулювати значення напруги вмикання $U_{вм}$. Цю властивість тири-

стора демонструє його ВАХ, наведена на рис. 1.50. Слід зазначити, що практично застосовують режим вмикання, що відповідає струму керування $I_{кер4}$ на рис. 1.50.

Схема вмикання тиристора зображена на рис. 1.51.

У колах постійного струму вмикання тиристора здійснюється шляхом вмикання паралельно тиристорі попередньо зарядженого конденсатора з напругою, полярність якої зворотна відносно тиристора (**примусова комутація**).

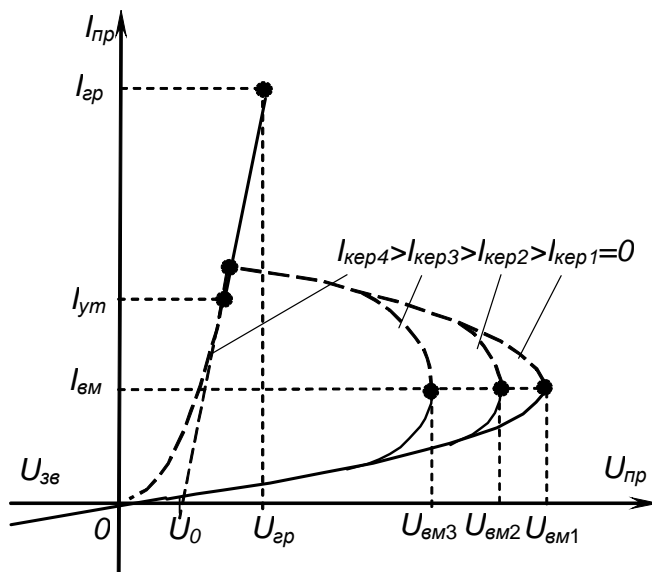


Рис. 1.50 - ВАХ тиристора

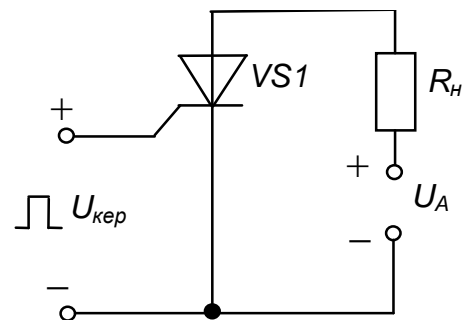


Рис. 1.51 - Найпростіша схема вмикання тиристора

У колах змінного струму вмикання тиристора здійснюється природно в момент проходження струму через нуль (**невимушена комутація**) – тому найширшого використання тиристори набули саме у колах змінного струму як напівкерувані електронні перемикачі, бо діючи на коло керування, їх можна лише вмикати.

На рис. 1.52 наведено спрощену схему **однофазного регулятора** та часові діаграми його роботи. Змінюючи затримку подачі сигналу керування відносно переходу напруги мережі u_m через нуль – **кут регулювання** α – від 0 до π , можна регулювати напругу на навантаженні u_H від нуля до максимуму.

Тиристиори мають біля ста параметрів. Наведемо основні з них.

1. Статичні параметри:

- струм вмикання $I_{ем}$ (I_L) - номінальний струм аноду, при якому тиристор утримується у відкритому стані відразу після вмикання (0,01 ÷ 0,5) А;

- струм утримання $I_{ум}$ (I_H) (мінімальний прямий струм увімкненого тиристора за розімкненого кола керування, при подальшому зни-

женні якого тиристор переходить у непровідний стан), становить $(0,01 \div 0,4) \text{ A}$;

- порогова напруга U_0 , сягає до 1 В .

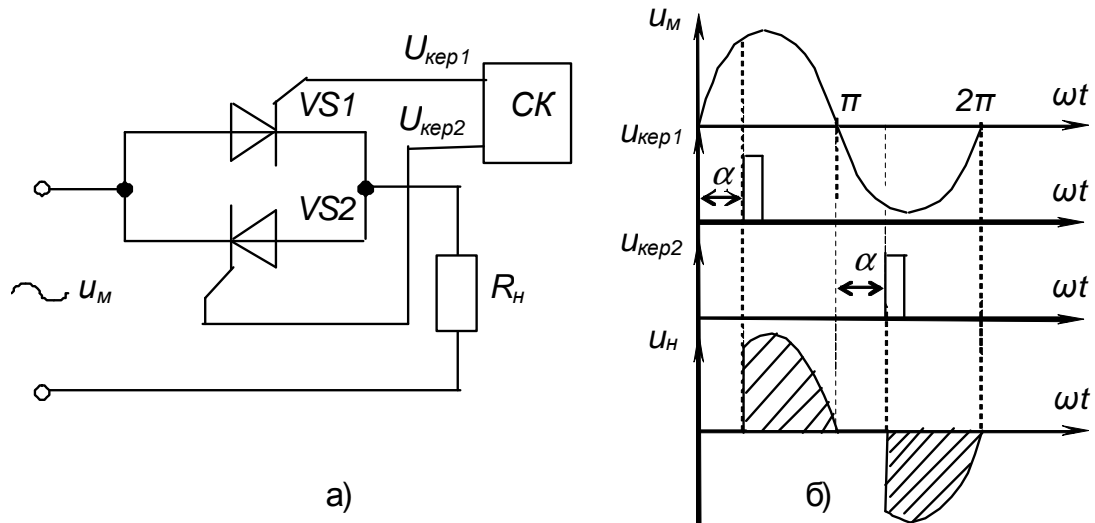


Рис. 1.52 - Однофазний регулятор: а) електрична схема;
б) часові діаграми роботи

2. Граничні параметри:

- максимально допустиме значення середнього струму через тиристор за певних умов охолодження, що не призводить до перевищення температури тиристора допустимого рівня I_{cp} , (I_{TAV}), складає $(0,1 \div 3200) \text{ A}$;

- максимальний діючий струм $I_{діюч}$, (I_{TAMS}), складає $(0,1 \div 4200) \text{ A}$;

- імпульсна напруга у закритому стані, що повторюється, U_n (V_{DRM}), складає $(100 \div 10000) \text{ В}$;

- струм робочого перевантаження, сягає $3I_{cp}$;

- ударний струм у відкритому стані, що не повторюється, $I_{удар}$, (I_{TSM}), сягає $20I_{cp}$;

- допустима середня потужність втрат у відкритому стані P_A .

3. Динамічні параметри:

- час вмикання $t_{вм}$ (t_{gt}) (час переходу тиристора з непровідного стану у провідний), що становить $(1 \div 10) \text{ мкс}$;

- час вимикання $t_{вим}$ (t_q) (мінімальний проміжок часу між проходженням через нуль прямого струму та повторним прикладанням напруги до тиристора (див. рис. 1.53), що не викликає самовільного вмикання приладу – час відновлення запірних властивостей), становить $(10 \div 500) \text{ мкс}$;

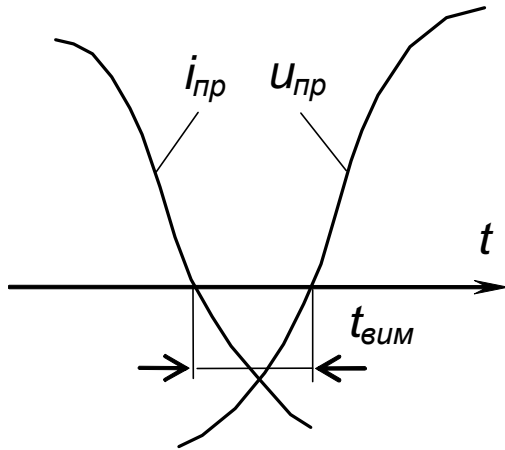


Рис. 1.53 – Часова діаграма вимикання тиристора

- допустима швидкість зростання відновлюваної напруги на тиристорі, що не призводить до його самовільного вмикання за рахунок ємнісного струму зміщення структури (що являє собою паразитний конденсатор) та внутрішнього позитивного зворотного зв'язку $(du/dt)_{крит} ((du/dt)_{crit})$,

становить (20-000) В/мкс

(для гарантованого за безпечення неперевикнення її допустимого значення паралельно з тиристором зазвичай вмикають захисне RC-коло – **снабер**);

- допустима швидкість зростання прямого струму, що не призводить до виходу тиристора з ладу за рахунок локального перегріву структури $(di/dt)_{крит} ((di/dt)_{crit})$, становить (10 ÷ 70) А/мкс (для гарантованого за безпечення неперевикнення її допустимого значення послідовно з тиристором вмикають невелику індуктивність – захисний дросель).

4. Параметри кола керування – це значення постійного та імпульсного струмів та напруги кола керування при напрузі джерела у ньому 12 В (для потужних тиристорів $I_{кер}, (I_G)$, становить (0,3 ÷ 0,7) А, $U_{кер}, (V_G)$, становить (5 ÷ 7) В).

Слід зазначити, що тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора – зазвичай складає (15 ÷ 20) мкс для активного навантаження.

1.7.3. Динамічні характеристики тиристора

Вмикання звичайного тиристора здійснюється при подачі імпульсу струму у коло керування. На рис. 1.54 наведені часові діаграми струму та напруги тиристора при його вмиканні. Час вмикання складається з часу затримки t_{gd} та часу наростання струму i_A . Час за-

тримки визначається від моменту часу $t = t_0$ подачі струму керування i_G (на рис. 1.54 цей імпульс має ідеально крутий фронт) до початку спаду напруги анод-катод тиристора u_{AC} до 10 % початкового значення. Наростання струму тиристора i_A закінчується у момент часу $t = t_2$, коли напруга u_{AC} спаде до 10 % початкового значення, а струм i_A досягне 90 % від сталого значення.

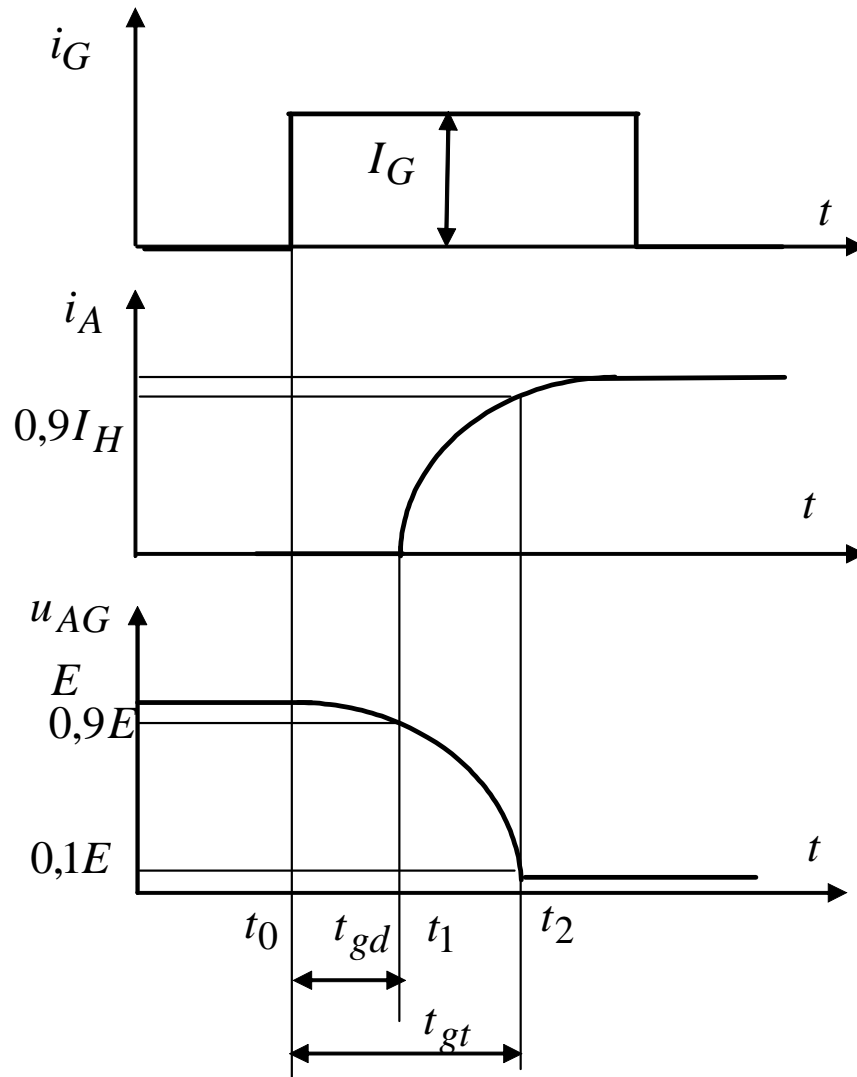


Рис. 1.54 – Діаграми процесів вмикання тиристора

На тривалість перехідного процесу значний вплив має характер навантаження (активний, індуктивний та ін.), амплітуда та швидкість наростання імпульсу струму керування i_G , напруга, струм навантаження та температура. У колі, що містить тиристор, не повинно з'являтися недопустимих значень швидкості наростання прямої напруги du_{AC}/dt , при яких може відбуватися несанкціоноване вмикан-

ня тиристора при відсутності сигналу керування та швидкості наростання струму di_A/dt , при перевищенні якої струм аноду не встигає розповсюдитися по всьому об'єму кристалу тиристора, що викликає локально пропалювання структури. Обидва ці параметри наводяться у паспортних даних конкретних тиристорів. В той же час крутизна фронту сигналу керування повинна бути високою.

Процеси вмикання тиристора та діода подібні. На рис. 1.55 наведені часові діаграми вмикання тиристора під впливом зворотної напруги анод-катод u_{AC} з подальшою дією прямої напруги анод-катод u_{ACF} .

На початку прямий струм знижується за визначеною параметрами комутуємого кола швидкістю di_A/dt до нуля. Потім йде процес зворотного відновлення за час t_{RR} , коли протікає зворотний струм відновлення i_{RR} . У подальшому відбувається рекомбінація надлишкових носіїв за час t_S .

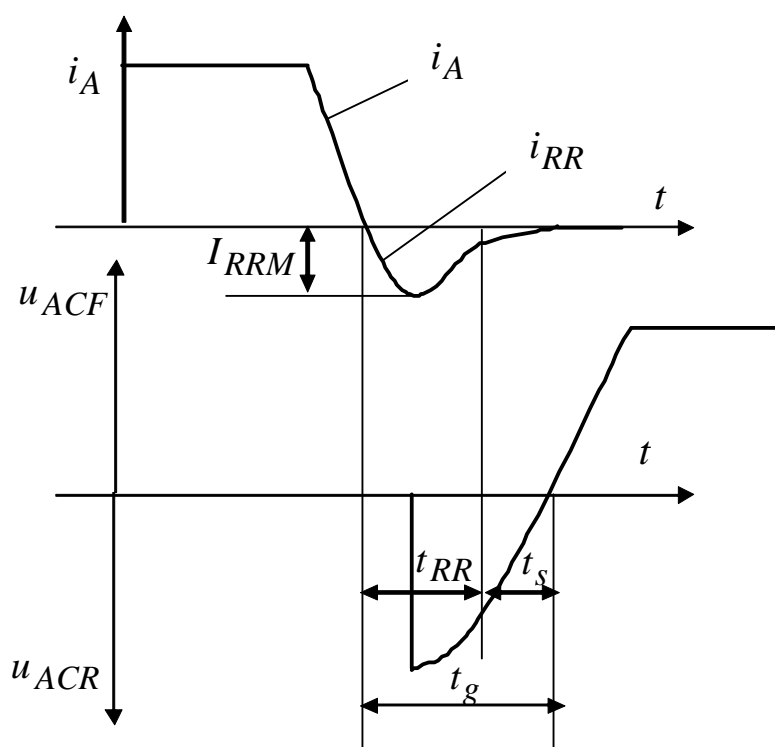


Рис. 1.55 – Діаграми процесів вимикання тиристора

Час вмикання – $t_q = t_{RR} + t_S$. Після закінчення цього часу тиристор спроможний витримувати у закритому стані пряму напругу, що наростає зі швидкістю du_{ACF}/dt , що не перебільшую допустиме

значення. Якщо до тиристора буде прикладена пряма напруга u_{ACF} раніше часу t_S , то тиристор перейде у провідний стан без подачі імпульсу керування, що у більшості випадків призведе до збою у роботі схеми (несанкціоноване вмикання). На час вимикання t_q впливають температура, швидкість спаду прямого струму та наростання прямої напруги та інші параметри.

1.7.4. Спеціальні типи тиристорів (симістор, фототиристор, двоопераційний тиристор, оптронний тиристор)

Симістор або симетричний тиристор – прилад, який є керованим як при позитивній, так і при негативній напрузі на ньому. ВАХ симістора та його умовне позначення наведено на рис. 1.56.

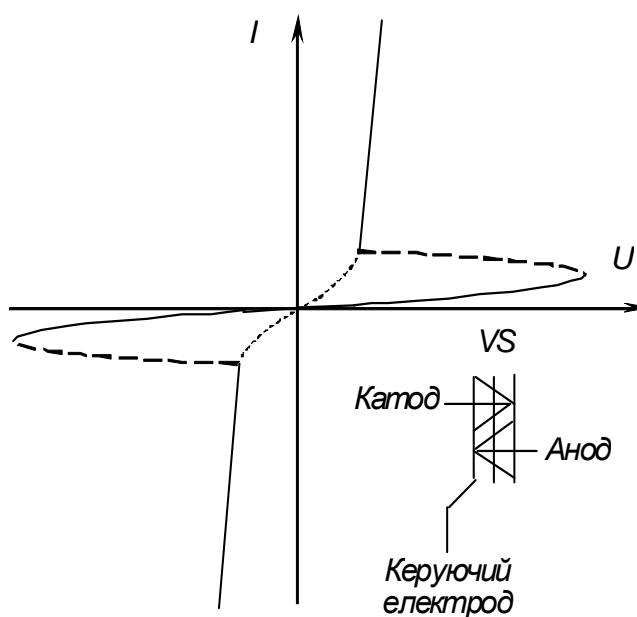


Рис. 1.56 – ВАХ симістора та його умовне позначення

Прилад становить собою п'ятишарову структуру. Його параметри подібні до параметрів триністора.

Фототиристор – прилад, що керується світловим потоком. Параметри його силового кола приблизно такі ж, як і у триністора. Умовне позначення фототиристора наведено на рис. 1.57,а.

Двоопераційний тиристор – прилад, що не тільки вмикається, але й вимикається керуючим сигналом: вмикається як і звичайний тиристор, а вимикається подачею в коло керування імпульсу негативної напруги, чим забезпечується переривання струму в структурі за рахунок відведення об'ємного заряду з бази. Умовне позначення двоопераційного тиристора наведено на рис. 1.57,б.

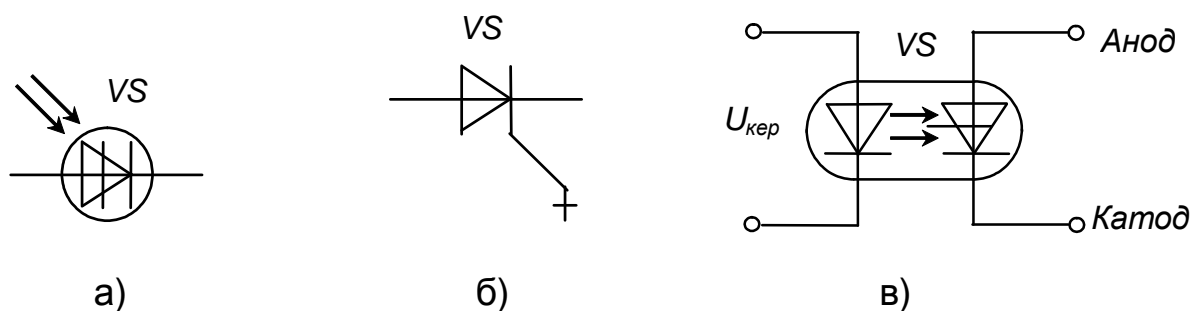


Рис. 1.57 - Умовні позначення фототристора (а), двоопераційного (б) та оптронного (в) тристорів

Двоопераційні тристори (що запираються), так саме, як і звичайні мають чотиришарову $p-n-p-n$ структуру. Однак, для збільшення ефекту її запирання негативним струмом керування, використовують багатоканальну структуру з практично однорідними властивостями складових ланок. В залежності від зворотної блокувальної здатності тристора використовують два основних типа базових ланок, поданих на рис. 1.58. Дані ланки мають вертикальну структуру з планарним розташуванням катодного та керуючого електродів, як правило, розраховані на струм до 2 А.

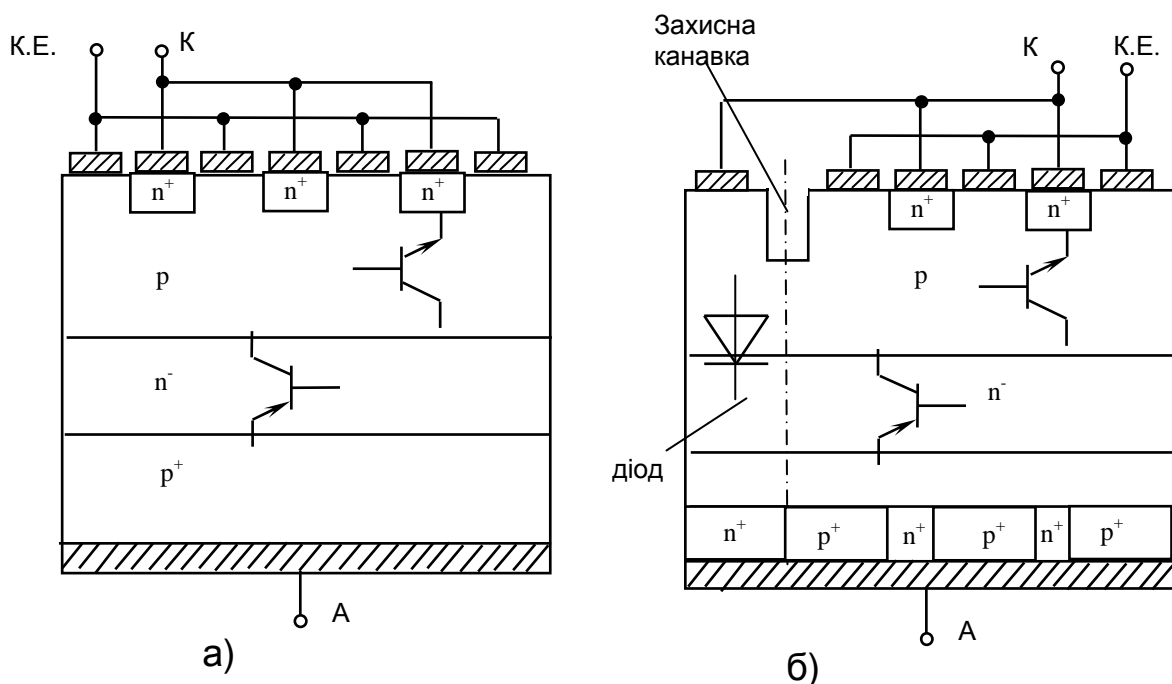


Рис. 1.58 – Структури двоопераційного тристора GTO: зі зворотною блокувальною здатністю (а) та зі зворотною провідністю (б)

Фізичні процеси, що протікають у структурах тристорів, що запираються, багато у чому аналогічні вже розглянутим для одноопераційного приладу. Винятком є процес переривання анодного струму негативним струмом керування. Вважаємо, що до початку процесу

вимикання обидва транзистора $p-n-p-n$ -структури знаходяться у стані насичення (центральный перехід має позитивний зсув). При достатній амплітуді та тривалості струму запирання, а також рівномірності його розподілу за однорідними комірками надлишкова концентрація неосновних носіїв на початку знижується до нуля поблизу центрального переходу структури.

При цьому колекторні переходи обох транзисторів одночасно зміщуються у зворотному напрямку, сприймаючи частину зовнішньої анодної напруги. Обидва транзистори починають працювати у активному режимі, тому у структурі з'являється позитивний зворотний зв'язок при негативному базовому струмі у $n-p-n$ транзисторі. Внаслідок лавиноподібного зменшення зарядів у базових областях анодний струм тиристора починає регенеративно знижуватися. Складовий $n-p-n$ транзистор першим попадає у область відтинання. Дія позитивного зворотного зв'язку зупиняється і подальше спадання анодного струму визначається рекомбінацією залишкового заряду у n -базі тиристора (рис. 1.59). З наведених діаграм випливає, що час вимикання тиристора $t_{off} = t_3 - t_0$.

Скорочена назва двоопераційного тиристора – GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Такі тиристори масово випускаються на струми до 2,5 кА та напруги до 4,5 В з часом вимикання до 15 мкс. Їхнє застосування дає змогу спростити схему перетворення струму, бо не потрібні пристрої примусової комутації для створення зворотної напруги при вимиканні тиристорів. Недоліком є невеликий коефіцієнт підсилення по ви-

миканню до 5. Компанія Mitsubishi Electric вже розробила та випускає GTO на струм 6 кА та напругу 6 кВ з коефіцієнтом підсилення (5—6) і часом вимикання до 5 мкс.

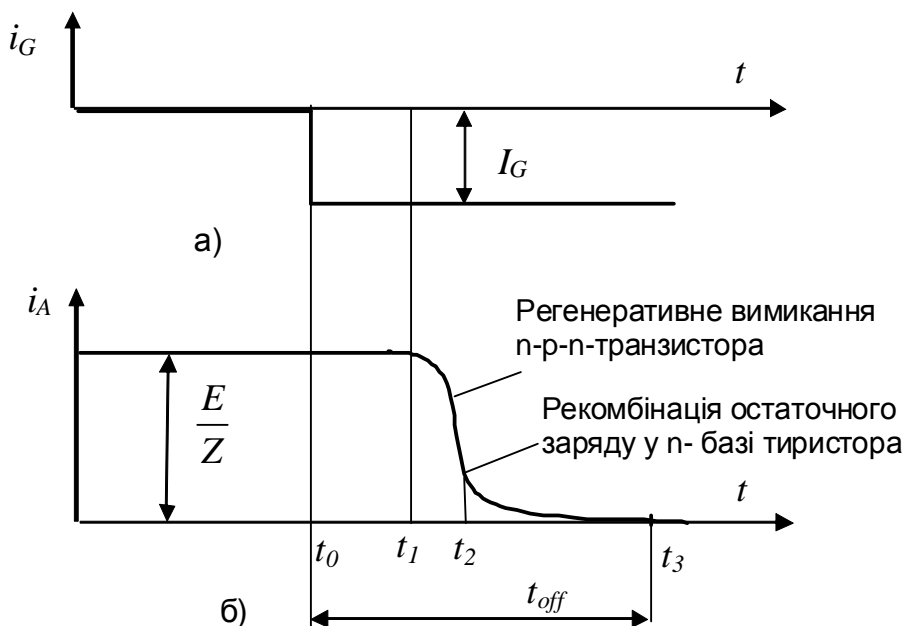


Рис. 1.59 – Діаграми негативного струму керування (а) та анодного струму при вимиканні (б)

Наприкінці 90-х рр. XX ст. цією ж фірмою розроблені тиристорні структури, що запираються з комутацією струму в затвор керування, тобто з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює 1, і мають назву GCT (Gate Communicated Turn-Off Thyristor). Однак, робота GCT можлива тільки за спеціальної конструкції корпусу електрода керування, яка забезпечує зниження індуктивності виводів до (2—4) мкГн. Це легко вирішується поєднанням GCT і пристрою формування імпульсів керування (драйвера) в єдиній конструкції, що називається інтегрованим GCT або IGCT (Integrated GCT). Такі тиристори, наприклад типу 5SHY 35L4510 (фірма ABB Switzerland Ltd Semiconductors, Швейцарія), працюють за напругу до 4,5 кВ і струму вимикання до 4 кА (допустимий струм перевантаження — 32 кА). Час вмикання і вимикання у них становить 10 мкс за мінімального періоду вмикання-вимикання 60 мкс. Тиристор комплектується драйвером з оптронним керуванням. У табл. 1.5 наведені основні параметри двоопераційних тиристорів.

Оптронний тиристор — це поєднання світлодіода та фототиристора в одному корпусі. Якщо через світлодіод пропустити струм (під дією $U_{кер}$), він генеруватиме світловий потік, який при попаданні на структуру тиристора в зоні керуючого $p-n$ переходу призведе до генерації в НП вільних носіїв заряду. Ці носії під дією прикладеної до тиристора напруги створюють струм керування і тиристор вмикається. Головна перевага оптронних тиристорів (як і фото тиристорів) — це відсутність гальванічного зв'язку між колом керування і силовим колом. Умовне позначення оптронного тиристора наведено на рис. 1.57,в.

Таблиця 1.5 – Основні параметри двоопераційних тиристорів

Найменування параметрів	Позначення у довідковій літературі	Змістовне значення параметра	Характерні значення	
			GTO	GCT
1	2	3	4	5
Пряме падіння напруги, В	V_T	Напруга на ввімкненому тиристорі	3,9	2,7
Імпульсна напруга, що повторюється, у закритому стані, В	V_{DRM}	Цей параметр відноситься тільки до прямої імпульсної допустимої напруги у закритому стані	4500	4500
Імпульсна зворотна напруга, що повторюється, В	V_{RRM}	На відміну від звичайного тиристора цей параметр відрізняється за величиною від напруги у прямому напрямку	17	19

Продовження таблиці 1.5

1	2	3	4	5
Максимальний середній струм, А	I_{TAV}	Середнє значення струму анода, що не призводить до перебільшення допустимої температури структури	960	1400
Максимальний діючий струм, А	I_{TRMS}	Діюче значення струму анода, що не призводить до перебільшення допустимої температури структури	1510	2200
Максимальний допустимий струм запирання, А	I_{TGQM}	Максимальний миттєвий прямий струм, який може вимкнути тиристор по колу керування	3000	4000
Імпульсний струм запирання, струм керування, А	I_{GQM}	Струм керуючого електрода, який необхідний для вимикання максимального струму запирання	800	4000
Ударний прямий струм, що не повторюється, А	I_{TSM}	Струм, що з'являється однократно у аварійних режимах і не призводить до виходу тиристора з ладу, але при якому перебільшується максимально допустима температура переходу	$4 \cdot 10^4$	$4 \cdot 10^4$
Захисний показник, $A^2 \cdot c$	$\int i^2 dt$	Використовується для вибору захисного запобіжника	$0,8 \cdot 10^6$	$0,8 \cdot 10^6$
Критична швидкість зростання струму у відкритому стані, А/мкс	$\frac{di}{dt}_{crit}$	Найбільше значення швидкості наростання струму у відкритому стані, яке тиристор витримує без ушкоджень	500	500
Час вмикання, мкс	t_{on}	Час, за який тиристор переходить з закритого стану у відкритий	100	10
Час вимикання, мкс	t_{off}	Час, за який тиристор переходить з відкритого стану в закритий	100	10

Наявність у тиристорів внутрішнього позитивного зворотного зв'язку (зона негативного опору на ВАХ) надає їм кілька важливих властивостей. Головне: для вмикання тиристора достатньо в його коло керування подати короткий імпульс струму невеликої потужності. Далі відкритий стан підтримується за рахунок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Тому тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення за потужністю (десятки тисяч).

Порівняно з транзисторами вони більш стійкі до перевантажень, але мають досить вузький діапазон робочих частот (від сотень герц до декількох кілогерц).

1.7.5. Електростатичні тиристори

Окрім розглянутих вище, в останній час в енергетичній електроніці використовують і деякі новітні види тиристорів, що з'явилися завдяки досягненням напівпровідникової технології. Це,

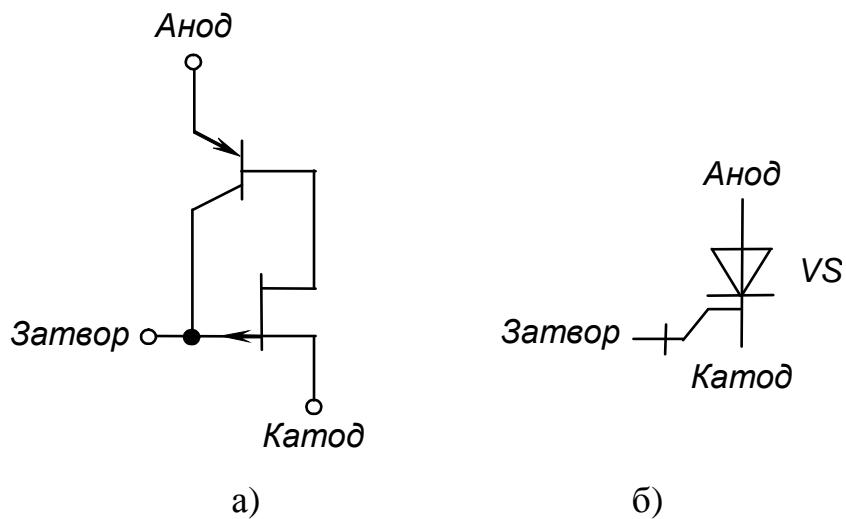


Рис. 1.60 - Еквівалентна схема (а) і позначення (б) електростатичного тиристора

наприклад, **електростатичні тиристори** (або *SITH* -тиристори – *Statik Induktion Thyristor*). Технологія їх виготовлення настільки складна, що опанована у світі лише декількома фірмами. Відповідно їхня вартість досить висока.

Еквівалентна схема і позначення такого тиристора наведені на рис. 1.60. У нормальному стані він проводить струм. Вимикання здійснюється подачею на керуючий електрод позитивної відносно катода напруги.

1.7.6. Запірний тиристор з МОН-керуванням

Найбільш перспективним із тиристорів для пристроїв енергетичної електроніки є тиристор, керований напругою – **запірний тиристор з МОН-керуванням** (*MCT* - *MOS* - *Controlled Thyristor*).

МСТ являють собою новий клас комбінованих напівпровідникових приладів, що за потужністю та щільністю струму відповідають тиристорним аналогам, і керованих по ізольованому полікремнієвому затвору. Існують різні підкласи цих приладів: *p*- та *n*-канальні, із симетричною та асиметричною здатністю блокувати, одно- чи двостороннім затвором керування, із різними засобами керування, наприклад, за допомогою світла. Всі ці прилади мають одну загальну властивість: вимкнення напівпровідникової структури забезпечується інтегрованим МДН-транзистором, який при увімкненні коротить один чи обидва емітерних переходи біполярних транзисторів еквівалентної схеми *p-n-p-n*- структури тиристора.

Найбільш широке використання набули p - та n -канальні МСТ. Їх еквівалентні схеми та умовні позначення наведені на рис. 1.61.

Ввімкнення p -канального МСТ забезпечується шляхом подачі на затвор по відношенню до аноду негативного імпульсу керування, а вимкнення – шляхом подачі на затвор позитивного імпульсу. У n -канальних МСТ керуюча напруга подається на затвор по відношенню до катоду, а полярність імпульсів, що вмикають та вимикають, буде протилежною, тобто такою, як у GTO-тиристорах.

Більш широкого розповсюдження набули p -канальні МСТ, тому що вони суттєво перебільшують за перевантажувальною здатністю n -канальні МСТ, останні кращі у високочастотних колах.

Тому розглянемо принцип дії p -канального МСТ детальніше. Увімкнення його як указувалося вище здійснюється подачею негативного відносно аноду імпульсу напруги ($U_{кер}$) на керуючий електрод (затвор) при наявності прямої напруги U_{CF} , що прикладена до МСТ. При цьому відбувається ввімкнення правого МДН-транзистора, який відпирає нижній біполярний транзистор, що викликає у свою чергу ввімкнення верхнього біполярного транзистору у режимі регенерації, як у звичайному тиристорі. Внаслідок МСТ переходить у провідний стан.

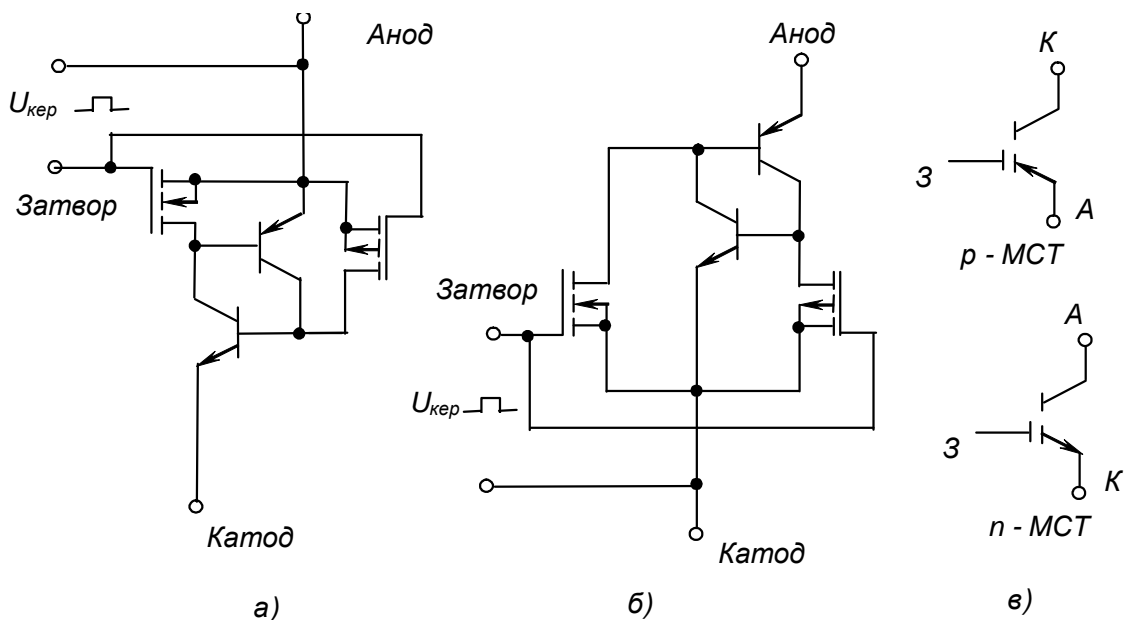


Рис. 1.61 - Еквівалентна схема структури p -канального МСТ (а), n -канального МСТ (б) та їх умовне позначення (в)

Вимкнення МСТ здійснюється подачею позитивного імпульсу на затвор відносно аноду, що призводить до ввімкнення лівого МДН-транзистора і розриву його зворотного зв'язку (колектор верх-

нього – база нижнього біполярного транзистора). Внаслідок цього відбувається вимкнення МСТ.

На закінчення перерахуємо основні переваги, що притаманні даній структурі польового тиристора у порівнянні із звичайними структурами SCR- та GTO- тиристорів. Він має порівнянну з аналогами здатність блокувати до $8 \div 10$ кВ (як симетричну, так і односторонню), а крім того має переваги за прямим залишковим падінням напруги, ударним струмом та стійкістю до (di/dt) . Ці переваги забезпечуються зменшенням розмірів базових комірок. Здатність запираючого МДН-транзистора шунтувати дозволяє підтримувати здатність МСТ блокувати напругу при високих температурах. Випробування показали можливість переривання анодного струму амплітудою 80 А при 300°C . МСТ здатні витримувати $du/dt \geq 10 \text{ кВ/мкс}$ при 250°C . Робочий температурний діапазон їх структур складає $235 \div 275^\circ \text{C}$ зі здатністю блокувати відповідно від сотень до тисяч вольт.

1.8. Силові напівпровідникові модулі

Для покращення техніко-економічних показників силових електронних приладів (перетворювачів, регуляторів та ін.) широко використовується інтеграція силових ключів, з'єднаних, як правило, за типовими, розповсюдженими схемами. Інтегровані окремі прилади в одному, звичайно в пластмасовому корпусі, з тепловідвідною основою називають модулем. При цьому металічна основа для відводу тепла відокремлюється від струмопровідних елементів спеціальним електроізоляційним шаром. Цей шар, з одного боку забезпечує необхідну електричну ізоляцію інтегрованих елементів, а з іншого добру теплопровідність між струмопровідними елементами та металічною основою для відводу тепла з модуля.

Схеми з'єднання силових елементів в модулях звичайно відповідають типовим схемам перетворення параметрів електричної енергії (наприклад, однофазні та трифазні мостові схеми випрямлячів та інверторів, схеми двотактних ключових регуляторів та ін.). На рис. 1.62 зображені типові принципіальні схеми діодних, тиристорних і діодно-тиристорних модулів. Аналогічні схеми використовуються також у транзисторних модулях. На основі послідовного та паралельного з'єднання транзисторів створюються модулі ключів з двонаправленою провідністю струму, здатних витримати як зворотну, так і пряму напругу в закритому стані для кола постійного та змінного струму (рис. 1.63).

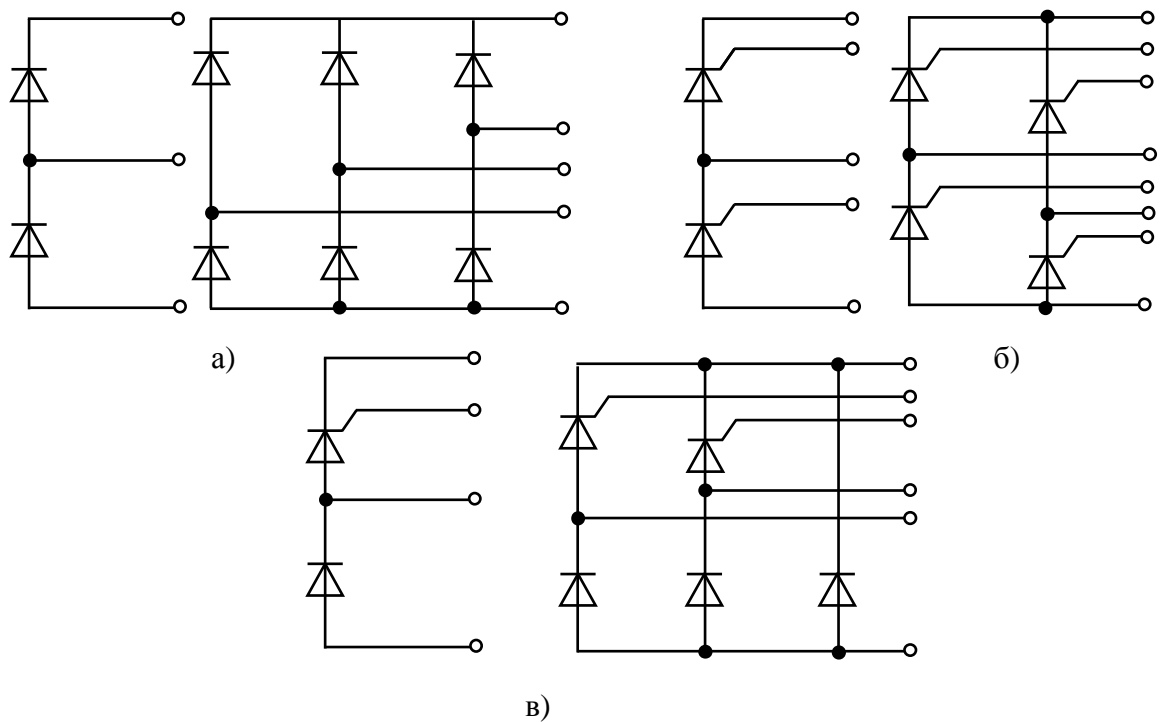


Рис. 1.62 – Приклади схем силових модулів: діодні (а), тиристорні (б) та діодно-тиристорні (в)

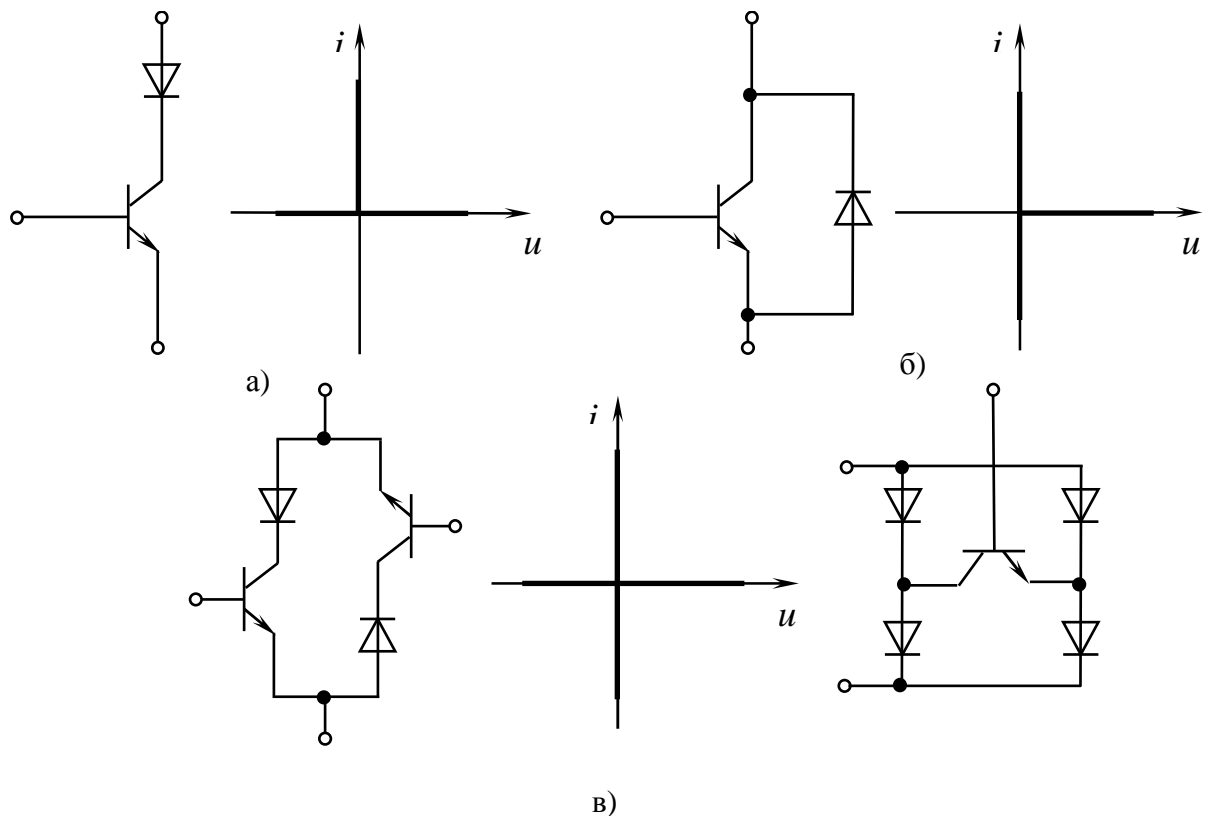


Рис. 1.63 – Ідеальні ВАХ силових модулів: однопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (а); двопровідний ключ, що не блокує зворотну напругу (б); двопровідний ключ, що блокує зворотну напругу (в)

Створення широкої гами модулів значно зменшує витрати на розробку та виготовлення силових електронних пристроїв. Слід за-

значити, що більшість сильнотрумних транзисторів є модулями з паралельним з'єднанням безкорпусних одиночних транзисторів. Особливо широко така інтеграція використовується при створенні сильнотрумних МОН-ПТ та МОН-БТ (БТІЗ).

Конструктивно силові модулі, як правило, виготовляються у корпусах, призначених для поверхневого монтажу (рис. 1.64).

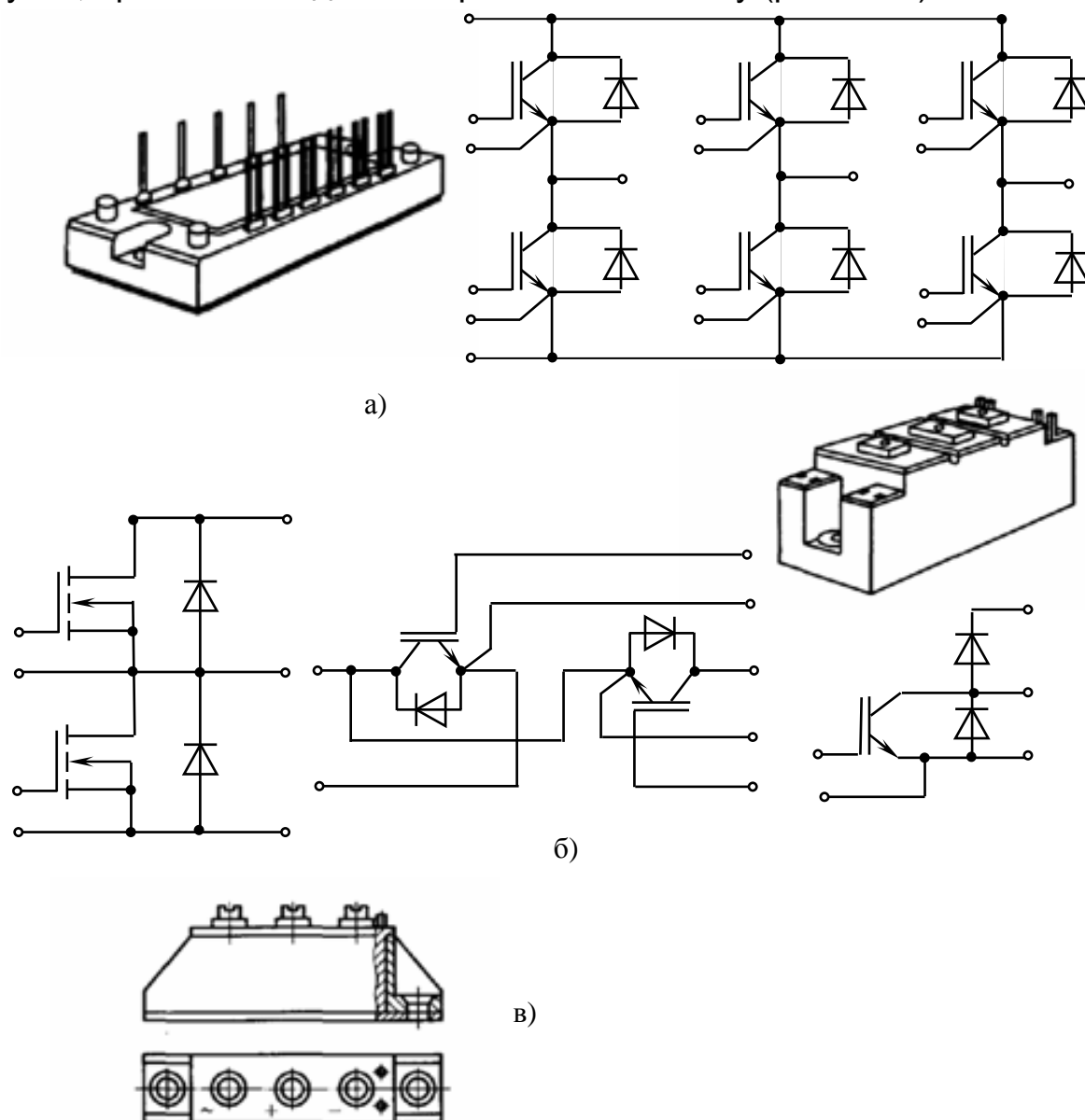


Рис. 1.64 – Конструктивне виконання силових модулів: трифазний транзисторний модуль (а); двоключовий транзисторний модуль (б); тиристорний модуль (в)

Розвиток високих технологій в області силової електроніки призвело у кінці 1980-х рр. до створення нової елементної бази, що отримала назву «розумні силові інтегральні схеми» (англ. Smart Power Integrated Circuits) або «інтелектуальні силові інтегральні схеми» (ICIC). За сутністю ICIC являються електронними модулями, що

об'єднують в одному кристалі (або корпусі) як силові електронні компоненти, наприклад силові транзистори, так і схеми їх керування, захисту, діагностики стану модуля, а також різні інтерфейси. Останні дозволяють забезпечити функціонування модуля в системі з врахуванням обміну інформації та контролю більш високого рівня. ICIC можна визначити як прилад, функціонально та конструктивно об'єднуючий елементи силової та інформаційної електроніки на основі високих технологій їх інтеграції. На рис. 1.65 в якості прикладу наведена інтегральна схема МОН-ключа серії PROFET фірми Infineon Technologies AG. У цій інтегральній схемі силовий ключ з'єднаний з функціональними вузлами та елементами керування та захисту.

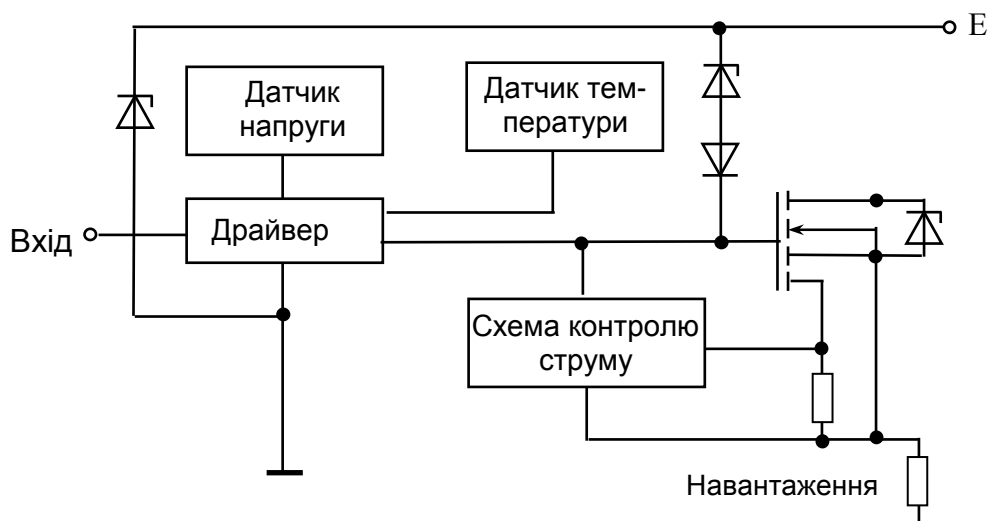


Рис. 1.65 – Блок-схема ICIC МОН-ключа серії PROFET фірми Infineon Technologies AG

Модулі ICIC можуть створюватись як в одному кристалі, так і за допомогою об'єднання елементів в одному корпусі за гібридною технологією. Монокристалні ICIC, що виконані в одному кристалі, мають більш складну технологію виготовлення в порівнянні з гібридними модулями. Однак монокристалні ICIC більш компактні та надійні. Основою монокристалних ICIC стали МОН-структури. Як силові ключів у таких модулях отримали розповсюдження силові МОН-ПТ і транзистори з ізолюваним затвором (БТІЗ). Основною перевагою ключів цього типу є мала потужність керування та висока робоча частота. На основі МОН-технологій, що забезпечують високу густину інтеграції елементів у кристалі, наприклад, за рахунок подвійної дифузії, в кристалі реалізуються логічні схеми та аналогові схеми керування. У найбільш загальному випадку модуль ICIC вмикається

між джерелом живлення та навантаженням з характерними функціональними елементами.

Функціональні вузли керування, зокрема логічні схеми, генератори імпульсів, компаратори та інші, зазвичай мають гальванічний розв'язок від кола силових ключів. Такий розв'язок часто необхідний для нормального функціонування системи з ICIC, так як їх вихідні кола зв'язані з силовою часткою об'єкту керування, наприклад, асинхронним двигуном. У той самий час кола керування ICIC є низьковольтними та маломіцними схемами з розгалуженою топологією та недопустимим впливом суттєвих перешкод з боку силових кіл. Для гальванічного розв'язку зазвичай використовують трансформаторний або оптоелектронний розв'язок.

1.9. Вибір напівпровідникового ключа

Довідкова інформація про напівпровідникові ключові прилади містить багато десятків параметрів та характеристик. Треба мати на увазі, що існуюча система параметрів насамперед є підставою для контролю напівпровідникових приладів при виготовленні, тому містить багато даних, що цікаві лише виробникам. Розробнику електронних схем в першу чергу треба знати, як за наявними даними правильно вибрати ключовий прилад, а також як вірно його застосувати. Тому основна мета цього підрозділу - розглянути систему довідкової інформації з точки зору специфіки застосування ключового приладу в схемі, а також визначити послідовність дій при його виборі.

Умовно всі параметри силового напівпровідникового ключа можна розподілити на наступні групи:

- за напругою вихідного кола ключа, що характеризує здатність приладу до блокування та його залишкові напруги у відкритому стані;
- за струмом вихідного кола, який містить середні, імпульсні та ударні струмові параметри ключа, а також струми витоку в закритому стані;
- група параметрів, що характеризують коло керування ключового приладу;
- параметри ефективності, що характеризують підсилюючі властивості ключа та його якість;
- часові параметри відмикання та запирання, що характеризують тривалість перехідних процесів та їх складових етапів;

- динамічні параметри, що являють собою максимально допустимі швидкості зміни струму та напруги, відповідно у відкритому та закритому стані ключа, а також паразитні ємності та індуктивності;
- теплові параметри, що характеризують допустиму температуру та теплові опори ключового приладу;
- параметри потужності та енергетичні параметри, що являють собою різні складові втрат у структурі ключа.

Для вдалого застосування ключового приладу будь-якого типу не можна перевищувати жодного з гранично допустимих параметрів, до якої б групи вони не відносилися. Але очевидно також, що занадто великий коефіцієнт запасу призведе до зниження економічності схеми, що розробляється. Тому вибір ключового елемента треба робити в наступній строго визначеній послідовності.

1. Визначаються вимоги до напівпровідникового ключа з точки зору напруги та струму в схемі, що застосовується. При цьому напруга та струм ключа повинні бути виражені через вхідну напругу схеми та потужність у навантаженні.

2. Проводиться оцінка амплітуди напруги в схемі у перехідних режимах, а також оцінка навантаження струмом ключа, якщо форма струму не відповідає нормалізованій.

3. Визначаються діапазони робочих температур схеми, а також максимальна температура навколишнього середовища.

4. На підставі порівняння отриманих даних з даними каталогу проводиться вибір типу ключового приладу, при цьому рекомендоване значення коефіцієнту запасу - 1,15.

5. Проводиться розрахунок і вибір відповідного тепловідводу для даного ключового приладу в заданих умовах охолодження.

6. На підставі параметрів кола керування визначаються вимоги до схеми керування ключем.

7. Розраховуються схеми та визначаються алгоритми захисту від можливих перенавантажень.

При цьому слід відмітити, що в процесі вибору ключового елемента можливі повторення деяких етапів з метою уточнення його режимів роботи, а також заміна раніш вибраного типу ключа на новий тип, який більш відповідає уточненим даним.

У додатках А та Б наведені технічні характеристики найбільш використовуваних напівпровідникових ключів.

Розділ 2

АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ГІБРИДНИХ КОМУТАЦІЙНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ АПАРАТІВ КЕРУВАННЯ

2.1. Стан питання і його стислий аналіз

2.1.1. Загальна характеристика

Електричні апарати (ЕА) складають основу комплектних пристроїв, призначених для прийому, регулювання й розподілу потоків електричної енергії та інформації [1]. Враховуючи ту ключову роль, яку відіграють комутаційні електричні апарати в цих процесах, до якості їхньої роботи ставляться високі вимоги. В умовах сучасного виробництва, що характеризується високою інтенсифікацією технологічних процесів, класичні електромеханічні або контактні комутаційні апарати (КА), як було зазначено вище, не завжди в змозі задовольняти жорстким вимогам, що пред'являються до них.

Вживання в апаратобудуванні силових напівпровідникових приладів у якості ключів з використанням для їхнього керування елементів мікросхемотехніки дозволило на основі нових принципів побудови ЕА покращити багато параметрів знов створених пристроїв, у тому числі набагато підвищити комутаційну зносостійкість і швидкодію, а також якісно розширити їхні функціональні можливості. Ці пристрої на відміну від електромеханічних апаратів почали з 70-х років минулого сторіччя називатися напівпровідниковими апаратами (НА) [1].

Цей процес в нашій країні був безпосередньо пов'язаний зі створенням в СРСР потужних діодів і одноопераційних тиристорів. Саме масове виробництво цих приладів, яке почалося наприкінці 60-х років, стало поштовхом для використання їх в силових комутаційних апаратах керування і захисту (контакторах, пусках і вимикачах). Застосування в них для бездугової комутації електричного кола напівпровідникового ключа (НК), виконаного на базі вказаних СПП, дало можливість не тільки кардинально підвищити зносостійкість і швидкодію нових апаратів, але й здійснювати складніші процеси керування, ніж операція «увімкнено-вимкнено», що виконується КА, при одночасному покращенні якості захисту електроустаткування [1-6]. Це створило сприятливі умови в різних галузях промисловості для отримання значного економічного ефекту за рахунок оптимізації технологічних процесів, а також підвищення їх продуктивності. Прикладом таких силових безконтактних

НА є розроблені у ВНДІЕлектроапарат (м. Харків) у середині 70-х років тиристорні вимикачі змінного струму і постійного струму серій ВА81 і ВА83 на номінальні струми до 1000 А і номінальні напруги до 660 В, які мають високу зносостійкість і забезпечують високий рівень обмеження струму при вимиканні короткого замикання в навантаженні, недосяжні для КА [1, 3, 7]. Проте НК у той час істотно поступалися традиційним механічним ключам по габаритах і вартості, перевантажувальній здатності за струмом і напругою. Втрати електричної потужності в їх колі в увімкненому стані також більш ніж на порядок перевершували аналогічні втрати в класичному контактному колі. Все зазначене істотно обмежувало галузі раціонального застосування безконтактних НА, які виконані на їх основі [1, 3, 5, 8].

Прагнення об'єднати в одному пристрої позитивні якості як КА (малі втрати потужності в увімкненому стані), так і безконтактних НА (бездугова комутація кола) призвело до створення гібридних НА. У цих апаратів паралельно головним контактам підключений НК, що забезпечує бездугову комутацію контактів, що розмикаються. В увімкненому стані апарату електронний ключ шунтований колом головних контактів.

Створені в 70-х роках у ВНДІЕлектроапарат гібридні контактори змінного струму серій КТ64, КТП64, КТ65 і КТП65 і постійного струму серії КП81 на номінальні струми від 100 до 630 А і номінальні напруги від 220 до 660 В успішно експлуатувалися у важких режимах роботи (висока частота включень, вмикання і вимикання загальмованих електродвигунів тощо), при цьому обсяг випуску цих апаратів до кінця 80-х років сягнув 8 - 10 % від загального у країні випуску контакторів і пускачів.

Аналогічний розвиток комутаційних НА мав місце і за кордоном [1-3, 9-12]. Таким чином, було сформульовано два основні напрями розвитку низьковольтних силових комутаційних НА [1, 13]: створення безконтактних НА і створення гібридних НА.

Значного внеску в розвиток вказаних НА, а також у створення основ їхньої теорії внесли наступні відомі учені і фахівці промисловості: Дзюбан В.С., Кукеков Г.А., Міцкевич Г.Ф., Могілевський Г.В., Райнін В.Є., Розанов Ю.К., Сосков А.Г., Таєв Н.С. та ін.

Проведений в [1-6, 13-20] критичний аналіз вказаних напрямів показує, що безконтактні НА разом з очевидними перевагами мають і ряд істотних недоліків, пов'язаних з недосконалістю характеристик СНП, які поки що обмежують галузі їхнього доцільного застосування.

Найважливіші з них наводяться нижче [1, 13]:

- великі втрати потужності у включеному стані (у 25 – 100 разів вище, ніж у КА), пов'язані з великим падінням напруги на СНП, що викликає застосування громіздких охолоджуючих пристроїв;

- низька перевантажувальна здатність (на порядок нижча, ніж у КА), яка викликана тим, що температура напівпровідникової структури СНП, що масово випускаються, не повинна бути вище за 140°C, при цьому охолодження не покращує цей показник, оскільки тепловиділяючий ефект охолоджувача (радіатора) стає помітним через 2 – 4 с після появи струму перевантаження;

- низький рівень перенапруг, які має витримувати апарат (у 3 – 5 разів менший ніж у КА), і критичність до швидкості його наростання;

- висока вартість і значні габарити.

В гібридних НА тривалість протікання струму через НК не перевищує кількох мілісекунд [1, 2]. Цього часу цілком достатньо для розходження контактів на відстань, при якій досягається необхідна електрична міцність контактної проміжки. У включеному стані струм протікає по замкнених контактах. Оскільки падіння напруги на контактах значно нижче напруги включення напівпровідникових приладів, струм через НК в цьому випадку не протікає.

Внаслідок цього гібридні НА мають ряд переваг у порівнянні як з КА, так і з безконтактними НА [1, 2, 6, 10, 21].

У порівнянні з КА:

- практична відсутність електричного зносу контактів (бездугова комутація електричних кіл);

- більш висока механічна зносостійкість (при відповідних конструктивних змінах, пов'язаних з відсутністю дуги);

- відсутність іонізованого простору;

- відсутність необхідності в складних системах дугогасіння;

- відсутність втрат на горіння дуги;

- різке зниження експлуатаційних витрат.

У порівнянні з безконтактними НА:

- незначні втрати потужності у включеному стані;

- знижене значення номінального струму СНП порівняно з тим, що вимикається;

- відсутність не тільки спеціальних систем охолодження, але й охолоджувачів, що допустимо завдяки короткочасному режиму роботи СНП;

- значно більш низькі габарити, маса і вартість.

Проте при їх розробці не слід не зважати, що гібридним НА властиві недоліки як безпосередньо КА і безконтактних апаратів, так і прийнятому їх поєднанню. Основними з них є:

- низька стійкість до наскрізних струмів короткого замикання (при електродинамічному відскоку контактів струм короткого замикання протікає по СНП і може вивести їх з ладу);
- можливість виникнення струмонепровідних плівок на контактах, що викликають протікання струму через НК при замкнених контактах, що спричиняє вихід з ладу СНП, які не розраховані на такий режим [1, 2, 9, 10, 21, 22].

У зв'язку з вищезазначеним на сучасному етапі розвитку НА розробка гібридних НА є найбільш перспективним напрямом.

При цьому вітчизняний та зарубіжний досвід розробки гібридних НА показує, що вживання гібридних схем найбільш раціонально для комутаційних апаратів, які працюють з великою частотою вмикання і великим числом вмикань і вимикань, наприклад, контакторів і пускачів, що працюють у важких режимах роботи [1, 2, 10, 12, 21, 23-29].

Багаторічний досвід розробки і виробництва комутаційних НА, як гібридних, так і безконтактних [1, 10, 16, 17, 30-35] показує, що їх прогрес безпосередньо був зв'язаний, у першу чергу, з успіхами силової електроніки в області розробки і промислового виробництва керованих СНП. Саме їх техніко-економічні показники визначають масогабаритні, вартісні й функціональні характеристики комутаційних НА [1, 2, 16, 23, 31, 32, 36, 37]. Тому для визначення перспектив розвитку НА і вибору напрямів з їх удосконалення необхідно хоча б стисло розглянути, в якому напрямі і з якими досягненнями проходить у світі розвиток силових НК.

2.1.2. Тенденції розвитку керованих СНП і їх сучасний стан

Для того, щоб повно і якісно викласти даний матеріал, заздалегідь проведемо огляд основних історичних етапів розробки силових ключів і стисло оцінимо одержані при цьому результати. В спеціальній літературі [36, 38] було прийнято розділення на наступні етапи, наведені нижче в хронологічному порядку.

1. Кінець 40-х – початок 60-х років. Розробка основних типів керованих НК (біполярних і уніполярних транзисторів) на базі відомих теорій твердотільної електроніки, при цьому підвищення потужності приладів досягається за рахунок збільшення фізичних розмірів структури. Для тиристорних ключів подібний підхід забезпечує збі-

льшення комутаційних струмів до 100 А і напруг до 1000 В. Для транзисторів як і раніше залишається актуальною задача розробки приладу на великі струми з хорошими динамічними показниками.

2. Кінець 50-х – початок 70-х років. Розробка перших НК на базі вертикальних і багатоканальних структур. Поява планарної та епітаксимальної технологій, а також вдосконалення дифузії в напівпровідникові структури. Налагоджується серійне виробництво потужних біполярних і польових транзисторних ключів, здатних розсіювати потужність в декілька ватів і потужних тиристорних ключів на струми до 630 А і напруги до 1500 В. Практичне вживання потужних тиристорів дозволило виявити сильні й слабкі боки біполярних і уніполярних приладів і сформулювати задачу створення більш сучасної комбінованої структури.

3. 70-і роки. Розробка складових транзисторних і тиристорних ключів на дискретних елементах, що поєднують переваги біполярних і польових приладів. Цей період можна характеризувати як етап схемотехніки напередодні нового технологічного стрибка.

4. Кінець 70-х – початок 80-х років. Вживання вдосконалених підходів інтегральної електроніки в технології силових НК. Розробка потужних гібридних модулів і створення перших поколінь суміщених біполярно-польових монолітних структур. В цей період часу вдається підвищити потужність, що перемикається приладами, більш ніж у 100 разів. Для транзисторних ключів рівень комутованих струмів і напруг складає сотні ампер і тисячі вольт. Тиристорні ключі стають повністю керованими і охоплюють мегаватний діапазон потужностей.

5. 90-і роки. Вдосконалення технології НК в заданому діапазоні потужностей і граничних напруг. Цей період характеризується поліпшенням якісних показників ключових приладів за швидкодією і залишковими напругами.

6. Кінець 90-х років – теперішній час. Розробка нових поколінь силових ключів із застосуванням субмікронних технологій. Впровадження управляючих структур з ізолюваним затвором в структури потужних тиристорних ключів. Широке вживання «розумних» або «інтелектуальних» приладів, здатних вирішувати цілий спектр задач як з керування й захисту, так і з діагностики. Кінець XX століття і початок XXI століття як і раніше демонструють тенденцію до створення універсального НК, керованого по ізолюваному затвору з потужністю перемикання, відповідною «тиристорному» діапазону і залишкової напрузі, близькій до прямої напруги звичайного діода. Продовжується подальше удосконалення одноопераційних тиристорних ключів.

чів у бік підвищення комутованих струмів і напруг понад 10 кА і 10 кВ відповідно.

Таким чином, бачимо, що півстолітній шлях еволюційного розвитку напівпровідникових ключів був спрямований до створення ключа з «ідеальними» властивостями, який повинен мати залишкову напругу і струми витоку на нульовому рівні, миттєво перемикає нескінченно великі струми і блокувати нескінченно великі напруги при нульовій потужності керування [36, 38, 39]. Мабуть, це є досяжним тільки у віртуальних задачах, наприклад, при моделюванні електронних схем на ЕОМ. Реальні ж ключі можуть лише в деякій мірі наближатися до ідеальних.

Як виходить з наведеного огляду [36, 38-64] саме в 80-х роках почався найдинамічніший етап в розвитку силової електроніки, пов'язаний з упровадженням в технологію керування СНП вдосконалених методів інтегральної електроніки, завдяки чому були створені повністю керувані СНП з параметрами, що наближають до ключа з «ідеальними» властивостями. Серед них найбільшого практичного застосування одержали потужні біполярні транзистори з ізолюваним затвором (*IGBT*) і тиристори, що вимикаються, або двоопераційні тиристори типів *GTO*, *GCT* і *IGCT* (*IGCT* з інтегральним формувачем імпульсів керування) і їх інтегральні збірки.

IGBT є компромісним рішенням, що дозволяє поєднати позитивні властивості польового керування і біполярної провідності, і є, таким чином, транзистором з комбінованою структурою. В даний час *IGBT* є найдосконалішим ключовим приладом комбінованого типу, що серійно випускається [36, 38, 43, 47, 51, 52]. Діапазони струмів і напруг *IGBT* швидко розширюються і на даний час вони практично повністю витіснили в перетворювальній техніці решту типів ключів, що вимикаються, в діапазоні потужностей від одиниць до тисяч кВА. Проте слід зазначити ряд недоліків цих приладів, обумовлених фізичними особливостями їх роботи: значне для біполярного ключа падіння напруги у відкритому стані, схильність до ефекту «защипання» і, як наслідок, знижена стійкість до струмів короткого замикання, відносно невисока в порівнянні з МДН-аналогами (метал-діелектрик-напівпровідник) швидкодія [35].

Перше покоління *IGBT* (початок 80-х років) за густиною струму в 20 разів перевершувало МДН і в 5 разів біполярні транзистори, хоча мало відносно високі час вимикання 10 – 20 мкс і напругу у включеному стані 4 – 5 В. Удосконалення технології керування часом життя неосновних носіїв підвищило швидкодію *IGBT* до 200 – 300 нс. До кі-

ння 80-х років були розроблені прилади другого покоління як дискретного, так і модульного типів на струми від десятків до сотень ампер з напругою блокування до 1200 В [38].

Введення додаткового високолегованого n -шару, названого буферним, в структуру транзистора дозволило підвищити рівень пробивних напруг і швидкість перемикавання. Діапазон робочих струмів $IGBT$ розширюється до сотень ампер шляхом використання модульних конструкцій окремих півмостових і мостових конфігурацій. Таким чином, до кінця 90-х років застосовується вже третє покоління цих транзисторів. Серед найефективніших конструкцій цього типу слід зазначити модулі серії ECONOPACK – фірми Siemens і U-SERIES – фірми Mitsubishi Electric [50].

На рис. 2.1 наведена залежність напруги насичення від часу спаду струму колектора для $IGBT$ -ключів перших трьох поколінь, яка наочно ілюструє тенденцію зі зниження залишкової напруги у цих

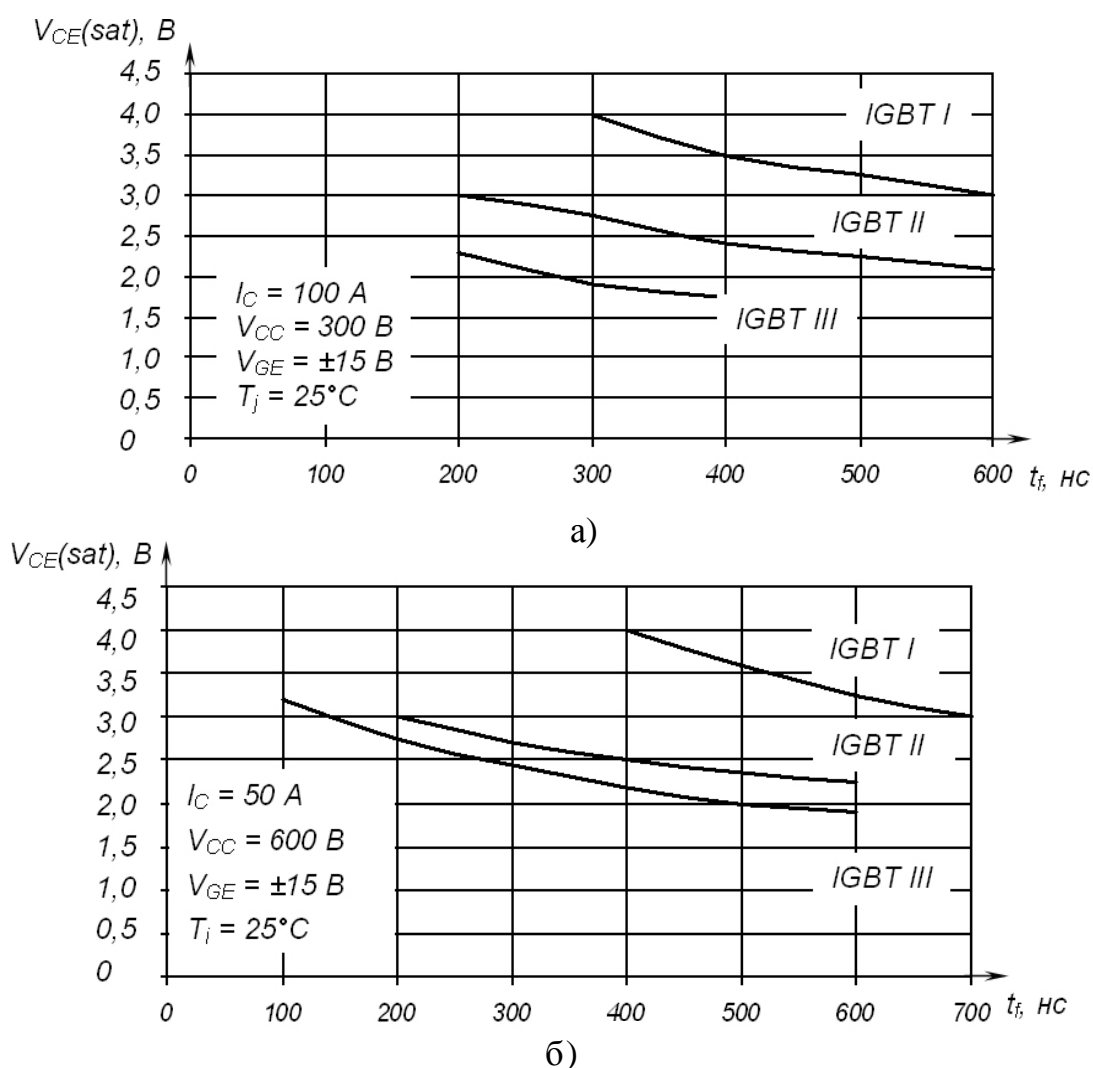


Рис. 2.1 - Залежність напруги насичення $IGBT$ -ключів різних поколінь від часу спаду колекторного струму: клас напруги 600 В (а); клас напруги 1200 В (б)

покоління і показує, що як і раніше залишається актуальною задача зі зниження вказаної напруги [36, 38].

У 90-і роки був нарешті досягнутий високовольтний діапазон від 1300 В і більш, який традиційно вважався тиристорним, коли були розроблені так звані *HV*-структури *IGBT* (High Voltage) на клас напруг 1700 В. В основу високовольтного ключа було покладено гомогенну структура *IGBT*, що виконана за планарно-епітаксіальною технологією (*NPT*-структура). Для захисту від пробоя використовувалося полікристалічне кремнієве охоронне кільце, яке зменшувало кривизну поверхневих полів [36, 38, 62].

Для зменшення залишкових напруг в структурі оптимізувався час життя носіїв. Ключі були розроблені на струми до 300 А і мали залишкову напругу 2,5 – 4 В при частоті перемикачів до 50 кГц. Аналогічні ключі були розроблені й на основі епітаксіальної структури (*PT*-структури) *IGBT*, що дозволило зменшити залишкову напругу до 2,7 В при струмі 400 А. Уже наприкінці 90-х років з'явилися розробки *HV-IGBT* на напруги 2500 – 3000 В.

У кінці 90-х років компанія Mitsubishi Electric розробила нову технологію четвертого покоління для приладів *PT-IGBT* на основі вертикального затвора Trench Gate. Головним результатом вживання Trench-технології стало істотне зменшення статичних втрат *IGBT* і вихід на новий рівень залишкових напруг: 1,6 В для приладів на 600 В і 1,8 В для приладів на 1200 В (рис. 2.2) [38].

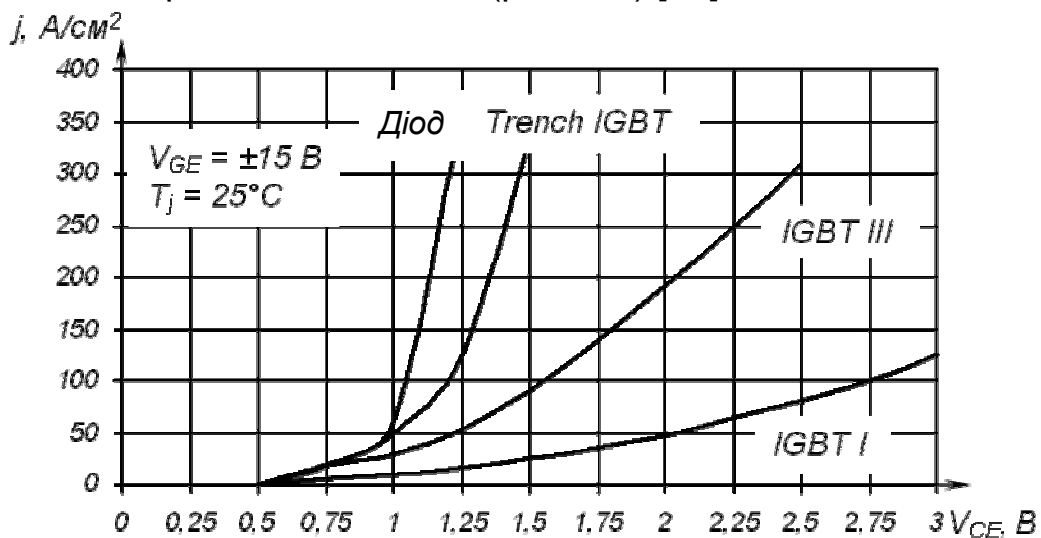


Рис. 2.2 - Порівняння ВАХ *IGBT*-ключів різних поколінь з характеристикою діода

Крім того, в ці прилади (серії *F*) була додатково введена схема захисту транзистора від короткого замикання *RTC* (Real Time Control Circuit), призначена для миттєвого зменшення напруги на затворі зі

стандартних 15 В до 11 В. Проте слід зазначити, що збільшення щільності упакування вертикальних осередків призвело до істотного зростання вхідної ємності приладу, що у свою чергу підвищило потужність керування ключем і знизило його швидкодію [38].

До 2004 року все тією ж компанією Mitsubishi Electric було представлено п'яте покоління *IGBT*, що отримало назву *CSTGBT* (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor), тобто біполярні транзистори з ізольованим вертикальним Trench-затвором з накопиченими носіями [36, 50]. Вони мають додатковий *n*-шар, який створює бар'єр, перешкоджаючий проникненню дірок з базового епітаксialного шару в *p*-емітер. Це сприяє накопиченню носіїв в базовому шарі *IGBT* на межі з емітером і зниженню залишкової напруги до 1,8 – 2,0 В. У п'ятому поколінні *IGBT* не застосовується гібридна *RTC*-схема для обмеження струму короткого замикання, оскільки проблема перевантаження струмом була вирішена у самому кристалі *IGBT* завдяки новій технології Plugget Celf Merget (PCM), в якій забезпечується оптимізація «кроку» вертикальних осередків затвора за допомогою підключення тільки необхідної їх кількості, що забезпечує відносно низький струм насичення при перевантаженні і зниження вхідної ємності.

Таким чином, протягом останніх десятиліть зусилля розробників *IGBT*-ключів були постійно спрямовані на зниження залишкової напруги, підвищення швидкодії та стійкості перемикання при все зростаючих величинах струмів і блокуючих напруг приладу [36, 62]. Причому поставлені задачі розв'язуються з кожним роком все більш якісно. Так на даний час фірма Toshiba Semiconductor розробила біполярний транзистор з ізольованим затвором і збільшеною інжекцією *IEGT* (Injection Enhanced Gate Transistor). Цей прилад має пряму (залишкову) напругу і густину струму, відповідні потужним біполярним (звичайним) тиристорам, а динамічні параметри перемикання характерні для *IGBT*. Зараз виробляють декілька типів *IEGT*-модулів при тискної і паяної конструкцій, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

Технологічна революція 80-х років не могла не торкнутися електроніки тиристорних ключів, що знаходиться дещо осторонь на непохитних позиціях великої потужності. До середини 80-х років цей клас приладів поповнюється структурами з польовим замиканням і названими *MCT* (Mos Controlled Thyristor). Такі прилади вмикаються і закриваються полем при дуже високій густині струму (більше 2000 А/см²). Проте розробка цих перспективних приладів зіткнулася з серйозною проблемою – різким зниженням допустимої густини струму із зростанням числа структуро-

утворюючих елементів. Значно вагоміших успіхів на той період досягла технологія тиристорів, що замикаються, або двоопераційних тиристорів – GTO (Gate Turn-off Thyristor). Хоча теоретичний принцип замикання $p-n-p-n$ -структури по електроду керування був відомий ще з початку 60-х років, але тільки розробка інтегральних багатоосередкових структур дозволяє налагодити перші серійні випуски потужних GTO до середини 70-х років. Технологічні успіхи 80-х років дозволяють фірмам-виробникам майже в 100 разів підвищити потужність перемикачів GTO (до 2,5 кА за струмом і 4,5 кВ за напругою) [36]. Залежно від зворотної напруги, що блокується, розрізняють структури без шунтування анодного переходу і з шунтуванням, а також структури з вбудованим зворотним діодом. Дві останні мають меншу залишкову напругу. Хоча окремі типи двоопераційних тиристорів були розроблені для високочастотних схем середньої потужності, основне вживання GTO в потужних колах середньої напруги, де використання біполярних і польових транзисторів неможливе. Наприклад, до середини 80-х років на базі GTO були розроблені інвертори напруги для двигунів електровозів. Це дозволило замінити на залізничному транспорті двигуни постійного струму на більш економічні і надійні двигуни змінного струму. Після успіхів в технології GTO галузі вживання одноопераційних тиристорів (SCR) істотно звужується. Їх розвиток йде по шляху підвищення робочих струмів і напруг і до кінця 80-х років їх вже виготовляють на граничні струми до 3 кА і напруги до 6 кВ.

Конкуренцію двоопераційним тиристорам складають вживані в тих же класах вентильних перетворювачів індукційні тиристори (SITH-Static Induction Thyristor), які виготовляються за комбінованою технологією. Важливою перевагою індукційних тиристорів (IT) перед GTO є їх мале пряме падіння напруги при відносно високих робочих напругах. Проте такі недоліки як здатність проводити струм при нульовому зсуві на затворі, а також складна і дорога технологія виготовлення поки стримують їх вживання [36, 38].

Наступ комбінованих технологій на позиції біполярних тиристорів, що колись вважались неприступними, змушує розробників цих приладів рухатися далі в область мегаватних потужностей. Так компанія Mitsubishi Electric розробила GTO на струм 6 кА і на напругу 6 кВ, виконаний за багатоосередковою технологією на шестидюймовій кремнієвій пластині і в спеціальному корпусі з молібденовими дисками (термокомпенсаторами), що відокремлюють пластину від мідних підґрунть анода і катода. Коефіцієнт замикання у нього рівний

приблизно 5 – 6, а час вимикання порядку 5 мкс. Тиристор витримує ударні струми до 40 кА і має залишкову напругу при цьому не більше 6 В. Ці унікальні досягнення виявилися можливими завдяки оптимізації процесу шунтування анодного p - n -переходу і створенню нерівномірного розподілу часу життя носіїв в області широкої n -бази, а також введенням додаткового високолегованого n -шару в прианодну частину n -бази (так називається структура p - n - v - p - n) [50].

Надпотужні одноопераційні тиристори в даний час виготовляються на основі надвисоковольтової технології (Ultra High Voltage) і мають такі параметри потужності: 8 кВ і 3,6 кА для ліній передачі постійного струму і 12 кВ та 1,5 кА для статичних перемикачів змінного струму. Управляються подібні структури імпульсом світла, який проходить світловим кабелем.

Наприкінці 90-х років тією ж фірмою були розроблені тиристорні структури з комутацією струму в затвор керування, названі *GCT* (Gate Commutated turn-off Thyristor). Слід зазначити, що робота *GCT* можлива тільки при спеціальній конструкції корпусу їх електрода керування, що забезпечує зниження індуктивності виводів до 2 – 4 мкГн. Ця проблема вдало вирішується при поєднанні *GCT* і блоку формувача імпульсів керування в єдиній конструкції, названої інтегрованим *GCT* або *IGCT*. Сьогодні ці прилади виробляються фірмами ABB Semiconductors і Mitsubishi Electric в корпусах таблеток притискної конструкції і розраховані на напругу 6 кВ [50].

Загальна діаграма сучасного рівня розглянутих силових НК в координатах представлених струмів, напруг і частот наведена на рис. 2.3 [30], а їхня технічна характеристика достатньо детально зображена у довідкових каталогах та інших інформаційних матеріалах провідних зарубіжних фірм, які займаються розробкою і випуском цих виробів, серед яких, у першу чергу, слід зазначити Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semicron і Motorola [44, 49, 50, 60, 63].

Слід зазначити, що широкі перспективи відкриваються в напрямку розвитку сучасних керованих НК у зв'язку з використанням нових напівпровідникових матеріалів, і перш за все карбіду кремнію (SiC), що дозволить істотно зменшити струми витоку і опір приладу у відкритому стані, а також підвищити робочу температуру кристала до 600°C проти 150 – 200°C у кремнію [36, 38, 59].

Таким чином, в результаті динамічного розвитку електроніки, особливо в останні два десятиліття, були створені надпотужні як керовані, так і повністю керовані ПН, які за своїми характеристиками все більш наближаються до ідеальних ключів.

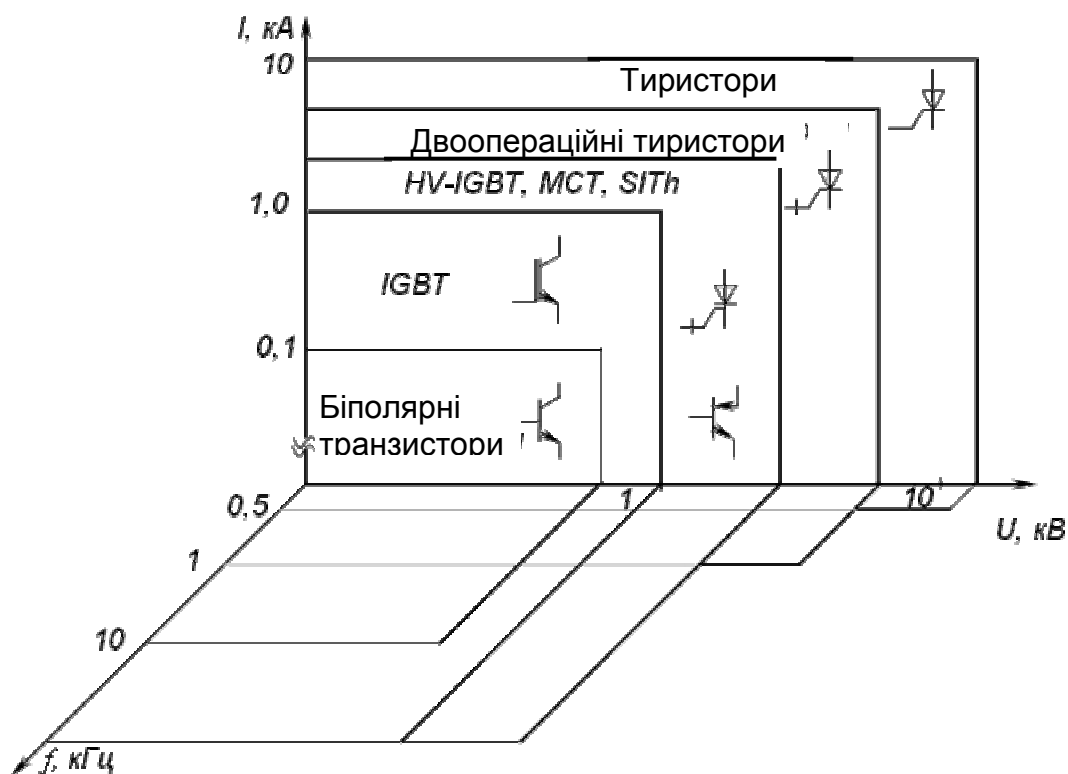


Рис. 2.3 - Діаграма сучасного рівня розвитку силових напівпровідникових ключів

Упровадження в їх виробництво сучасних технологій і їх постійне вдосконалення забезпечило наявність широкої пропозиції вказаних НК на світовому ринку компонентів силової електроніки при доступній ціні і високій якості.

Застосування нових НК в комутаційних НА дозволить при використанні нових схемних рішень знизити їх масу, габарити і вартість, підвищити швидкодію і перевантажувальну здатність, розширити функціональні можливості створених удосконалених виробів. Таким чином, як безконтактні, так і гібридні комутаційні НА складають новий клас, що динамічно розвивається у сучасному апаратобудуванні. Конкурентоспроможність НА постійно зростатиме, що обумовлено досягненнями в силовій електроніці і все зростаючими вимогами сучасних систем електропостачання до якості ЕА [1, 36, 65].

2.2. Принципи побудови, електричні схеми гібридних контакторів та їх аналіз

2.2.1. Загальні положення

Гібридні контактори по комутаційній зносостійкості приблизно у 20 – 25 разів перевершують класичні електромеханічні контактори,

проте істотно поступаються їм по масогабаритним і вартісним показникам. Тому технічно й економічно доцільно застосовувати їх у важких режимах роботи, які характеризуються наступними категоріями вживання контакторів: АС-3 і АС-4 – для кіл змінного струму; DC-4 і DC-5 – для кіл постійного струму [1, 66, 67].

При цьому контактори змінного струму найважчої категорії вживання АС-4 повинні в режимі нормальних комутацій вмикати і вимикати струми до $6 I_{ном.р}$ при номінальній робочій напрузі $U_{ном.р}$ і коефіцієнті потужності $\cos \varphi = 0,35$; в режимі рідких комутацій – до $10 I_{ном.р}$ при $1,1 U_{ном.р}$ і $\cos \varphi = 0,35$. Номінальний робочий струм $I_{ном.р}$ вибирається меншим за номінальний струм (у електромагнітних контакторів $I_{ном.р} = 0,4 I_{ном}$), а гранична частота вмикань контактора в режимі нормальних комутацій може досягати 1200 – 2400 вкл/год [66, 67].

Контактори ж постійного струму найважчих категорій вживання DC-4 і DC-5 повинні в режимі нормальних комутацій вмикати і вимикати струми до $2,5 I_{ном.р}$ при номінальній робочій напрузі $U_{ном.р}$ і постійній часу t до 10 мс, у режимі рідких комутацій до $4 I_{ном.р}$ при $1,1 U_{ном.р}$ і $t = 15$ мс [66, 67].

Вказані режими мають місце при вмиканні і вимиканні загальмованих електродвигунів або електродвигунів, що повільно обертаються, змінного і постійного струму, а також при їх гальмуванні противмиканням.

Сучасні гібридні контактори складаються з наступних вузлів: силового гібридного ключа (СГК), що складається з головних контактів (ГК) і напівпровідникового ключа (НК), увімкненого безпосередньо або через проміжні контактні вузли паралельно ГК, приводу (в основному електромагнітного), схеми примусової комутації НК (тільки для контакторів постійного струму), схеми керування і схем захисту від перенапруг [1, 2].

Існує велике різноманіття принципів побудови і схемних рішень як окремих вузлів гібридних комутаційних апаратів різних типів, так і власне апарату, які неодноразово наводились в технічній літературі [1, 2, 3, 5, 10, 11]. У зв'язку із загальним технічним прогресом, а також з останніми досягненнями в силовій електроніці, деякі з цих технічних рішень є застарілими, а деякі втратили свою актуальність. Для того, щоб врахувати це, а також конкретизувати аналізований матеріал, нижче наведений аналіз тільки принципів побудови і схемних рішень, які пройшли апробацію у вітчизняних і зарубіжних промислових зразках гібридних контакторів і показали таким чином свою практичну цінність.

2.2.2. Гібридні контактори змінного струму

Основним вузлом, що визначає комутаційну зносостійкість гібридного контактора змінного струму, а також його габарити, масу і вартість, є СГК. За принципом побудови СГК розділяються на дві групи: з обмеженим часом горіння дуги і з повністю бездуговою комутацією (без урахування «короткої» дуги в процесі перетікання струму в НК).

Зі всього різноманіття схем СГК [1-5, 10, 11, 16, 17, 23, 68-76] були обрані тільки схеми, які забезпечують повністю бездугову комутацію. Основні варіанти цих схем наведені на рис. 2.4, а в табл. 2.1 наведені їх порівняльні дані.

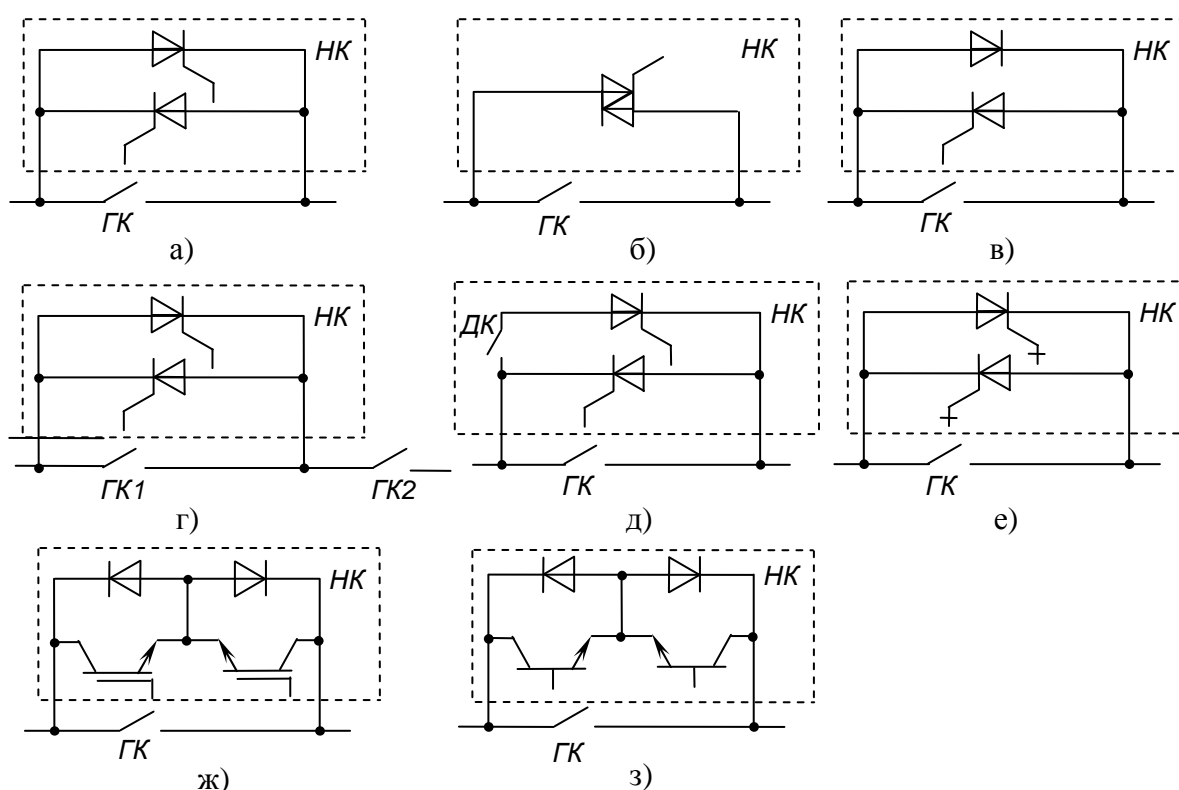


Рис. 2.4 - Силові гібридні ключі змінного струму, які забезпечують бездугову комутацію

Таблиця 2.1 - Порівняльні дані для різних схем СГК

Схема	n	A	B	C	D	E	F	G	H
Рис. 2.4, а	1	+	-	+	+	0	+	+	+
Рис. 2.4, б	1	+	-	0	+	0	+	+	+
Рис. 2.4, в	1	-	-	-	0	-	+	+	+
Рис. 2.4, г	1	+	+	0	+	0	+	-	-
Рис. 2.4, д	1	+	+	0	+	0	+	-	-
Рис. 2.4, е	2	+	-	-	0	-	+	+	+
Рис. 2.4, ж	2	+	-	-	-	-	-	+	+
Рис. 2.4, з	4	+	-	-	-	-	-	+	+

Ці порівняльні дані наведені виходячи з таких ознак СГК, які всебічно визначають їхню якість: кількості корпусів СНП, що визначає їх габарити; галузей застосування – для мереж з ізольованою або неізольованою нейтраллю; наявності гальванічної розв'язки між вхідними і вихідними затисками, від чого залежать вимоги до техніки безпеки; вартості СНП; перевантажувальної здатності СНП, що визначає граничну комутаційну спроможність ключа; величини залишкової напруги на СНП у увімкненому стані, яка визначає потужність втрат при комутації; необхідності наявності сигналу на вході СНП у увімкненому стані, від чого залежить принцип побудови схеми керування; необхідності введення додаткових контактних вузлів або можливості застосування контактної системи базового контактора; необхідності спеціального приводу для керування або можливості застосування приводу базового контактора.

Літерні позначення цих ознак і їх оцінка наведені нижче: *n* – число корпусів СНП або, якщо налагоджено виробництво цих СНП в модульній конструкції, то число модулів; *A* – область застосування: (+) – для мереж з ізольованою і неізольованою нейтраллю, (-) – тільки з ізольованою нейтраллю; *B* – наявність (+) або відсутність (-) гальванічної розв'язки; *Z* – вартість: (0) – відповідає вартості тиристора, (+) – менша і (-) вища; *D* – перевантажувальна здатність: (0) – відповідає перевантажувальній здатності двоопераційного тиристора, (+) – вища і (-) – нижча; *E* – величина залишкової напруги: (0) – відповідає залишковій напрузі тиристора, (+) – нижча и (-) вища; *F* – необхідність наявності сигналу керування в увімкненому стані СНП: (+) – немає, (-) є; *G* – застосування: (+) – контактної системи базового контактора, (-) – спеціальної контактної системи; *H* – застосування приводу: (+) – базового контактора, (-) – спеціального приводу.

Аналіз наведених у табл. 2.1 результатів оцінки різних варіантів схем СГК показує, що гібридні контактори змінного струму на напругу до 1000 В доцільно виконувати на базі СГК з двома зустрічно-паралельно увімкненими тиристорами, розміщеними конструктивно в одному модулі і з їх природною комутацією (рис. 2.4, б). При цьому забезпечення гальванічної розв'язки при обслуговуванні контактора в умовах експлуатації розв'язується шляхом вимикання встановленого вище автоматичного вимикача, застосування якого є обов'язковим [2].

Варіанти схем СГК, наведені на рис. 2.4, а і в, поступаються за порівняльними оцінками варіанту СГК на рис. 2.4, б, причому перший з них через обмежену область застосування, а другий – через

нижчу перевантажувальну здатність симісторів і низькими динамічними характеристиками цих приладів.

СГК з використанням додаткових контактів (ГК2 і ДК) (рис. 2.4, г і д), які розмикаються пізніше основних контактів, доцільно застосовувати при побудові контакторів на підвищену напругу (понад 660 В) і тих, які експлуатуються в умовах підвищеної вибухо- і пожежонебезпеки, наприклад у вугільній і нафтогазовій промисловості. При цьому необхідно пам'ятати, що для забезпечення необхідної послідовності в замиканні і розмиканні ГК1, ГК2 чи ГК, ДК потрібне вживання як спеціального приводу, так і спеціальної контактної системи. Вказане істотно ускладнює введення в промислове виробництво апаратів [1, 2, 5].

Варіанти СГК з використанням повністю керованих СПП (рис. 2.4, е, ж, з) доцільно застосовувати при створенні або швидкодіючих гібридних автоматичних вимикачів [2, 5], або гібридних НА з розширеними функціями, коли СГК виконує роль регульованого ключа [1]. Застосування цих СГК для виробництва звичайних (нешвидкодіючих) гібридних контакторів є економічно невигідним через високу вартість повністю керованих СНП та їх знижену перевантажувальну здатність.

Також найважливішим вузлом гібридного контактора є його схема керування (СК). В процесі багаторічної розробки і промислової експлуатації гібридних контакторів були сформульовані наступні вимоги до їх схем керування [1-3]:

- висока технологічність, надійність і зносостійкість;
- мінімальні габарити, споживана потужність і вартість;
- автономність, тобто відсутність додаткового зовнішнього джерела живлення;
- забезпечення бездугової комутації в усіх режимах роботи (вмикання, у тому числі і за наявності вібрації, вимикання, реверс) і в необхідному діапазоні струмів;
- забезпечення протікання струму через СНП при вмиканні і вимиканні не більше одного півперіоду (з метою вживання СНП з мінімально можливим за нагрівом і цикlostійкістю номінальним струмом);
- вмикання СНП тільки при протіканні струму через ГК (для виключення пошкодження приладу при втраті провідності ГК);
- стійкість до наскрізних струмів короткого замикання.

Аналіз різних СК, достатньо вичерпно наведених і розглянутих в численних літературних джерелах [1, 2, 5, 14, 15, 69, 72] показує, що отримали практичне вживання тільки наступні дві групи СК:

1) СК, виконані із застосуванням малопотужних ДК, кінематично пов'язаних з ГК таким чином, що вони замикаються раніше замикання ГК і розмикаються пізніше, живлення яких здійснюється від напруги мережі, що комутується;

2) безконтактні СК, виконані із застосуванням трансформатора струму і живленням від струму мережі, що комутується.

Типові представники цих груп наведені на рис. 2.5 і рис. 2.6 відповідно.

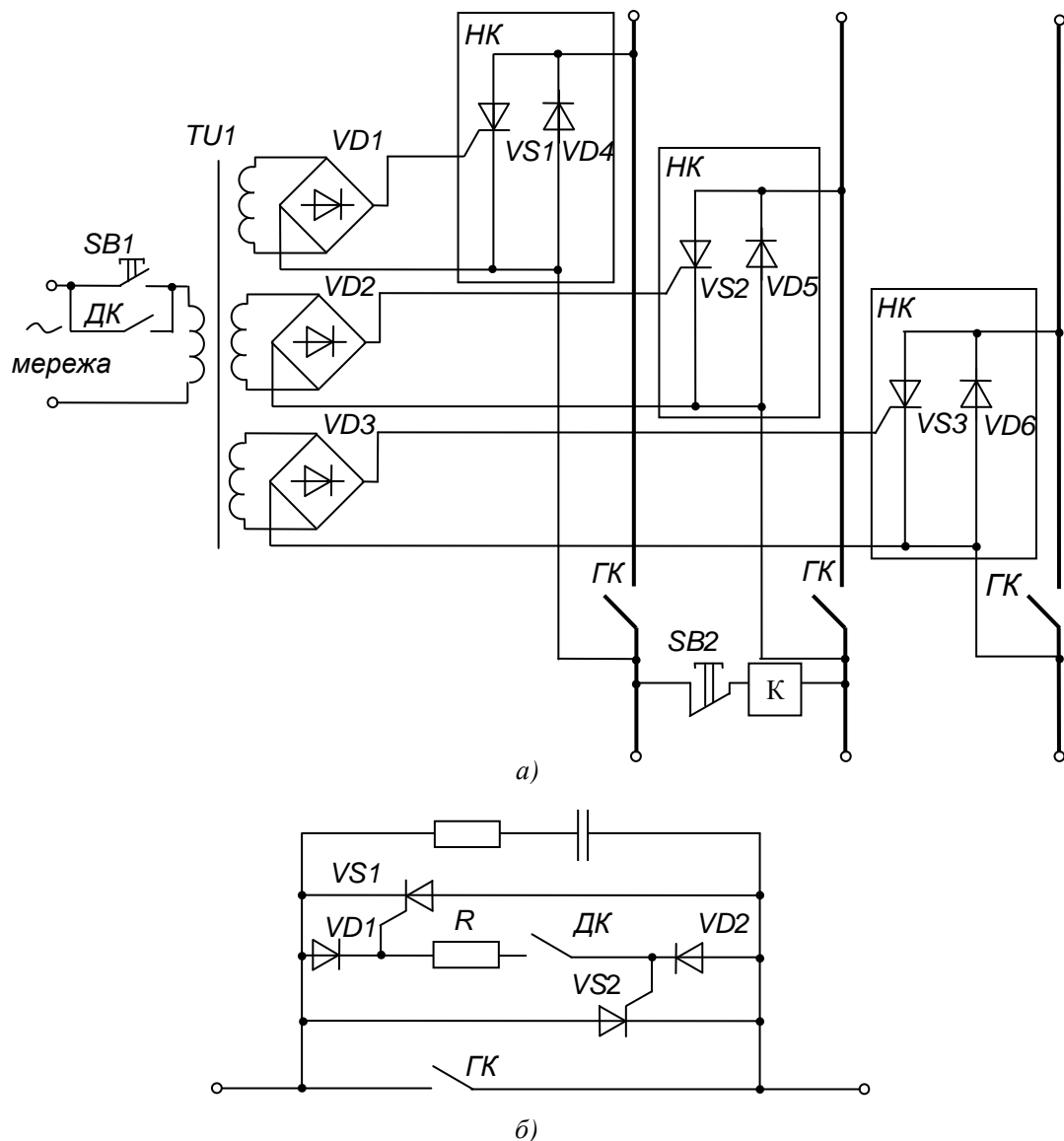


Рис. 2.5 - Варіанти СК першої групи: з живленням за допомогою проміжного трансформатора (а); з живленням безпосередньо від мережі (базова схема) (б)

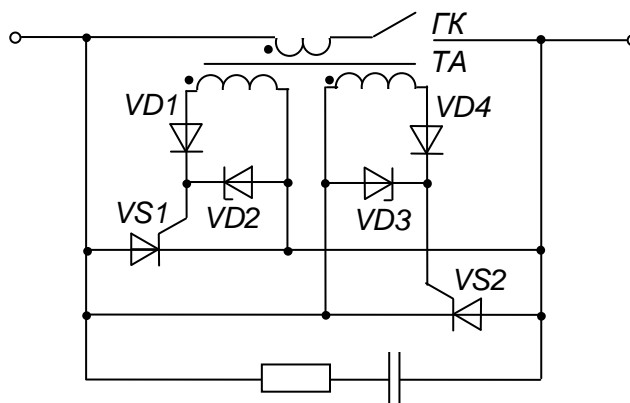


Рис. 2.6 - Варіант СК другої групи

На базі першої групи (рис. 2.5, а) виконані зарубіжні гібридні контактори серії Н фірми СЕМ (Франція). Чотири виконання контакторів серії Н охоплюють діапазон номінальних струмів до 1000 А при номінальній напрузі 380 В, частоті $f = 50$ Гц. Контактори складаються з серійних контакторів цієї ж фірми, у яких паралельно кожному ГК увімкнений НК, що складається із зустрічно-паралельно увімкнених тиристора і діода. Керування тиристорами виконується через допоміжні контакти ДК від трансформатора напруги $TU1$ через випрямлячі $VD1$, $VD2$ і $VD3$. Живлення трансформатора здійснюється від напруги мережі, що комутується.

Працює контактор наступним чином. При натисненні на кнопку $SB1$ («Пуск») на первинну обмотку трансформатора $TU1$ надходить змінна напруга, з вторинних обмоток цього трансформатора через випрямні мости $VD1$ і $VD2$ напруга надходить на керуючі переходи тиристорів НК. Останні вмикаються, напруга мережі подається на навантаження і одночасно через кнопку $SB2$ («Стоп») на котушку контактора K . Контактор K вмикається і шунтує своїми ГК кола НК, внаслідок чого струм навантаження переходить у коло ГК. Одночасно ДК шунтує кнопку $SB1$.

Тому сигнал керування подається на тиристори НК протягом всього часу увімкненого стану контактора, при цьому анодна напруга на тиристорах, яка дорівнює падінню напруги на замкненому ГК, є достатньо малою і по тиристорах $VS1$, $VS2$ і $VS3$ (рівним чином і по діодах $VD4$, $VD5$ і $VD6$) анодний струм не тече. Вимикання виконується натисненням кнопки $SB2$, при цьому коло котушки K розмикається.

Умова бездугової комутації при вимиканні дотримується, якщо ДК, що шунтує кнопку $SB1$, розмикається дещо пізніше ГК. Після розмикання ДК керування з тиристорів знімається, і вони вимикаються під час переходу струму через нуль.

Застосування даної схеми забезпечує бездугову комутацію у всьому діапазоні робочих струмів як при вмиканні, так і при вимиканні, у тому числі і при вібраціях контактів. СК має малі габарити і вартість, вживання трансформатора з відносно високою напругою на первинній обмотці, звичайно, дещо знижує її надійність, проте це дозволяє застосовувати тільки один ДК для керування НК одразу в усіх полюсах.

Разом з наведеними перевагами їм властиві й істотні недоліки. Дана схема може застосовуватися тільки в системах з ізольованою нейтраллю. Діоди в НК можна замінити на тиристори, але це погіршить технологічність трансформатора і збільшить габарити СК (за рахунок збільшення удвічі вторинних обмоток і випрямлячів).

Прийнята побудова СК призводить до того, що СНП в цій схемі через недосконалість роботи приводу і наявності специфічного кінематичного зв'язку між ГК і ДК буде завантажений не менше 30 – 40 мс при вмиканні і не менше 20 мс при вимиканні. Зазначене підвищує номінальний струм СНП, що використані в контакторі, а отже габарити і вартість апарату в цілому.

Недоліком схеми є також можливість необмеженого за часом увімкненого стану СНП при втраті провідності ГК. Це особливо часто виявляється при зниженій напрузі і в середовищі, що підвищує ймовірність виникнення непровідних плівок на поверхні контактів [1, 2]. В нашому випадку ГК замикається при напрузі на ньому, що дорівнює падінню напруги на провідному СНП (менше 2 В), що істотно погіршує прояв указанного недоліку. Тому дана схема застосовна за умов, що забезпечують руйнування непровідних плівок при первинному вмиканні після тривалого вимкненого стану.

На рис. 2.5, б наведена покращена модифікація СК цього типу, яка істотно простіше за попередню [1]. В цій схемі вмикання тиристорів забезпечується через обмежуючий резистор R та ДК від напруги на ГК, тобто вона є автономною. При вмиканні апарату напруга на ГК дорівнює напрузі мережі, а при вимиканні – напрузі «короткої» дуги на ньому. При цьому мінімальне значення R визначається з нерівностей [1]

$$I_{GTM} > \frac{U_m}{R_H + R} \left(1 - e^{-\frac{(R_H + R)t_q}{L}} \right) \text{ і } I_{GT} < \frac{U_d - \Delta U_T}{R},$$

де I_{GTM} – максимально допустимий імпульсний прямий струм керуючого електрода; U_m – амплітудне значення фазної напруги мережі; R_H – опір навантаження; L – мінімальна індуктивність мережі;

t_q – час вмикання по керуючому електроду тиристора; I_{GT} – імпульсний струм, який відкриває тиристор; U_o – напруга на «короткій» дузі; ΔU_T – пряме падіння напруги на тиристорі.

При використанні ДК контактора надійність схеми знижується внаслідок малої зносостійкості ДК, можливої втрати їх провідності і збільшеної їх кількості через необхідність вживання ДК в кожному полюсі. Крім того необхідне регулювання кожного ДК з метою їх вмикання до замикання ГК і вимикання після розмикання ГК. При цьому вказана послідовність повинна дотримуватися протягом всього терміну служби апарату.

Тут, як і в попередній СК, залишаються проблеми, пов'язані з можливою втратою провідності ГК при їх вмиканні і зі збільшеною тривалістю дії струму, що протікає через СНП, яка унаслідок варіації значень напруги живлення приводу контактора і параметрів регулювання ДК і ГК практично не може бути меншою за 10 – 20 мс як при вмиканні, так і при вимиканні.

Наведена схема застосована в гібридному контакторі серії DIL 42-Ну, 62-Ну і 82-Ну фірми Klochner – Moeller (ФРН). Контактори складаються з серійних контакторів, в яких паралельно ГК включені симістори із запобіжниками. Керування симісторами виконується через ДК контактора від напруги на ГК. Є термісторний контроль за температурою симісторів. Контактори випускаються на номінальні струми 250, 300 і 400 А, 380 В. Комутаційна зносостійкість – 3 млн. циклів. Максимальна частота спрацьовування – 600 вкл./час. Маса контакторів відповідно 40, 42 і 48 кг [1, 2].

З метою підвищення надійності контакторів у якості ДК застосовуються магнітокеровані контакти (геркони), що мають значно більшу зносостійкість і стабільність перехідного опору [2]. Керування герконами може бути здійснено у функції або переміщення ГК, або струму ГК. Перший метод можна реалізувати шляхом або розташування на рухомих елементах конструкції ГК постійних магнітів, або розміщенням геркона в області поля електромагнітного приводу. Обидва варіанти викликають необхідність в зміні конструкції серійного контактора, мають недостатню заводостійкість від впливу магнітних полів і не можуть забезпечити необхідну тривалість струму через тиристори [2].

Більш доцільним є керування герконами у функції струму ГК. Достатньо простою є схема з живленням котушки геркона від вторинної обмотки трансформатора струму через випрямляч (рис. 2.7). Проте вона має такі недоліки: підвищені габарити, в основному че-

рез використання трансформатор струму, наявність перенапруг при наскрізних струмах короткого замикання, обумовлених індуктивним навантаженням, можливе уповільнення відпадання геркона і, отже, збільшення тривалості протікання струму через тиристори.

Більш повно відповідають вищезазначеним вимогам до СК без-контактні СК другої групи.

Базова схема цієї групи з керуванням струмом кола комутації із застосуванням трансформатора струму TA в однополюсному виконанні наведена на рис. 2.6. Ця СК також повністю автономна.

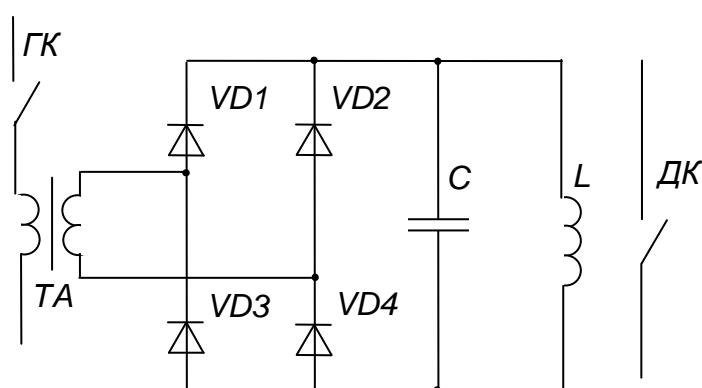


Рис. 2.7 - Схема керування котушки геркона з трансформатором струму

При замкненому контакті ГК по первинній обмотці TA з числом витків W_1 проходить струм $i_1 = I_m \sin \omega t$ (де I_m – амплітудне значення струму головного кола; ω – кутова частота). По вторинних обмотках з числом витків W_2 протікають струми i_2 (рис. 2.8).

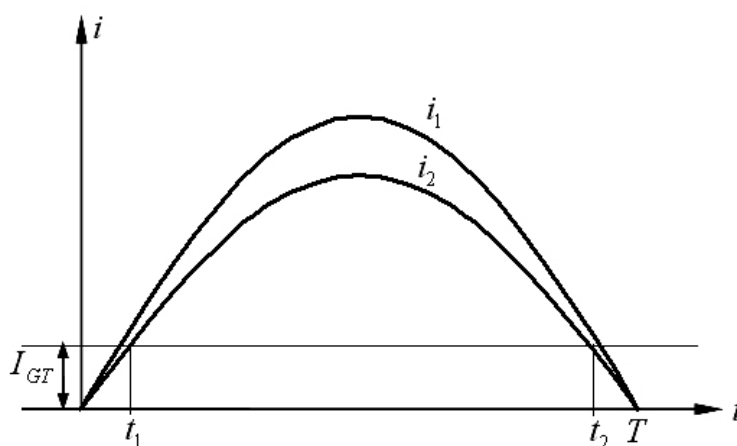


Рис. 2.8 - Криві струмів в обмотках трансформатора струму

При цьому розглядається ідеальний трансформатор струму. При $i_2 > I_{GT}$ тиристори $VS1$ і $VS2$ відкриті по колах керування (кожний у відповідну півхвилю) і по колу анод – катод одного з них мо-

жуть протікати струми, якщо падіння напруги U_K між місцями приєднання тиристорів більше $U_{T(TO)}$. Вибором параметрів ТА забезпечується виконання нерівності $U_K < U_{T(TO)}$ з метою зменшення теплових втрат в тиристорах при замкнених ГК.

У сучасних контакторах у всьому робочому діапазоні струмів, що комутуються, $U_K < 0,5$ В, тоді як $U_{T(TO)} > 1$ В [1, 2, 5]. При розмиканні контактів між ними виникає «коротка» дуга з напругою $U_\partial \geq 10$ В, і під дією різниці напруг відбувається перехід струму в коло тиристора зі швидкістю, яка визначається індуктивністю контуру контакти – тиристори та індуктивністю L_K первинної обмотки L . Значення швидкості визначається приблизно за наступним співвідношенням:

$$\frac{di}{dt} \approx -\frac{U_\partial - \Delta U_T}{L_K + L}.$$

В сучасних гібридних контакторах повний час перетікання струму в коло тиристора не перевищує десятих часток мілісекунди [1, 2]. Причому процес перетікання однаковий як при вібрації ГК, що має місце при вимиканні апарату, так і при розмиканні, що відповідає вимиканню апарату. Коли струм повністю переходить в шунтуюче коло, з напівпровідникових приладів знімається сигнал керування ($i_1 = 0$). Останні вимикаються під час переходу струму через нульове значення.

Очевидно, що при розмиканні ГК на часових відрізках $0 - t_1$ і $t_2 - T$ на контактах, що розходяться, виникатиме електрична дуга. В [1, 2] показано, що у зв'язку з тим, що процес розмикання контактів носить випадковий характер, то вже при співвідношенні $\frac{I_m W_1}{W_2 I_{GT}} \geq 3$

ерозія контактів буде несуттєвою.

Ця СК, як і всі раніше розглянуті, не забезпечує захист СНП від наскрізних струмів короткого замикання (к.з.), коли при електродинамічному відскоку ГК можуть бути пошкоджені СНП дією руйнуючого для них струму к.з.

На рис. 2.9 наведена вдосконалена модифікація розглянутої схеми, в якій забезпечений захист СНП при наскрізних струмах к.з.

Ця схема застосована як уніфікована в гібридних контакторах змінного струму серій КТ64, КТП64, КТ65 і КТП65 на номінальні струми 100 – 630 А та номінальні напруги відповідно 380 і 660 В, $f = 50$ Гц [1].

У момент розмикання ГК (як при вібраціях, так і при вимиканні контактора) силовий тиристор $VS1$ ($VS2$) вмикається та шунтує ГК, виключаючи утворення дуги на контактах.

Основним елементом СК, як і в попередній схемі, є трансформатор струму ТТ. При замиканні контактів ГК і виникненні струму в первинній шині струмопроводу ТТ останній почергово подає вмикаючі сигнали на керуючі електроди тиристорів $VS1$ і $VS2$ по колу: вторинні обмотки w_2 , w_3 і діод $VD3$ – в один півперіод струму головного кола; вторинні обмотки w_4 , w_5 і діод $VD4$ в наступний півперіод струму головного кола (відповідно кількість їх витків $W_2 \gg W_3$, $W_5 \gg W_4$).

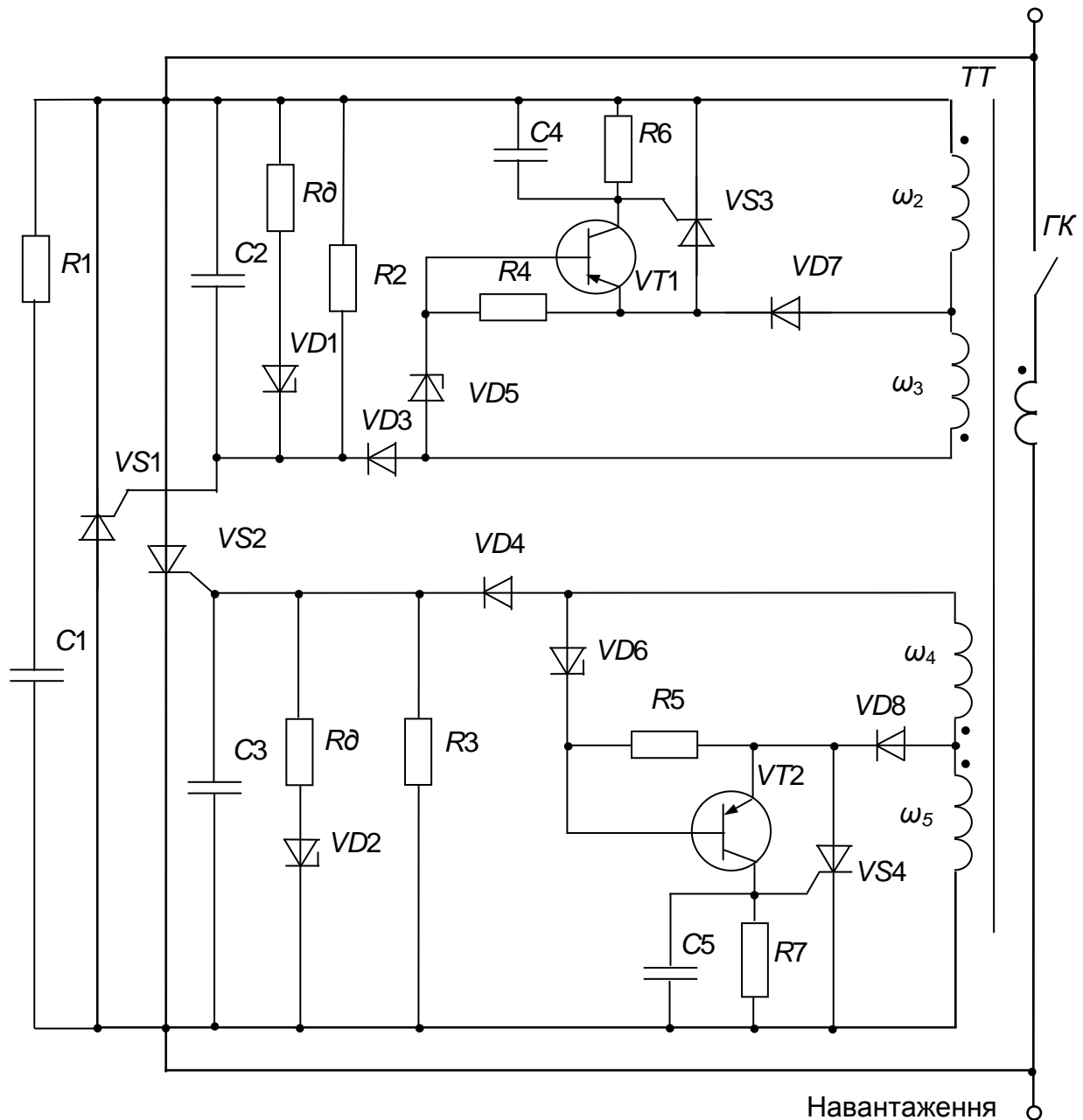


Рис. 2.9 - Принципова електрична схема гібридного контактора змінного струму (основний варіант)

У момент розмикання контактів струм з кола первинної обмотки ТТ переходить в коло того з тиристорів, провідність якого відповідає напрямку струму. При зникненні струму в колі первинної обмотки ТТ подача напруги на керуючі електроди тиристорів $VS1$ і $VS2$ припиняється. Повне вимикання кола комутації відбувається при першому переході струму в раніше увімкненому тиристорі через нуль.

Для запобігання виходу з ладу тиристорів при наскрізних струмах короткого замикання, що викликають відскакування ГК і які перевищують максимально допустиму перевантажувальну здатність тиристорів, застосовується спеціальна схема захисту. Розглянемо роботу схеми захисту в півхвилю первинного струму, що відповідає провідності тиристора $VS1$. При наскрізному струмі короткого замикання, що перевищує десятикратний номінальний робочий струм контактора (максимальний струм, що комутується контактором), але меншому струму, при якому відбувається відскакування ГК, напруга на обмотці w_3 стає достатньою для пробоя стабілітрона $VD5$.

Транзистор $VT1$ відкривається падінням напруги на резисторі $R4$ і подає сигнал на керуючий перехід малопотужного тиристора $VS3$. Вмикаючись, він шунтує коло керування силового тиристора $VS1$. Параметри вторинної обмотки підібрані таким чином, що при вимиканні $VS3$ на керуючий перехід тиристора $VS1$ надходить негативний сигнал, який запобігає вмиканню тиристора $VS1$ при відскакуванні контактів. В наступну півхвилю первинного струму тиристор $VS4$ аналогічним чином шунтує керуючий перехід тиристора $VS2$. Діоди $VD7$ і $VD8$ виключають попадання зворотної напруги на переходи транзисторів $VT1$ і $VT2$.

Таким чином, розглянута уніфікована СК забезпечує бездугову комутацію кіл як при вмиканні контактора, так і при його вимиканні. Якість бездугової комутації не залежить від характеру навантаження і коливань напруги живлення. Сигнал подається тільки за наявності струму у колі ГК, тобто повністю виключена можливість пошкодження тиристорів при втраті контакту в колі ГК. Елементи СК працюють в полегшеному режимі (при розімкнених ГК схема повністю знеструмлена), а силові тиристори захищені від дії струмів короткого замикання. Отже, дана схема максимально повно задовольняє вимогам до СК, що сформульовані вище.

З проведеного аналізу виходить, що розробку гібридних контакторів змінного струму з покращеними характеристиками доцільно проводити на базі безконтактної СК з керуванням від струму у колі

ГК. При цьому необхідно усунути недоліки, властиві цьому варіанту, а саме:

- виключити або істотно обмежити зону можливого дугоутворення;
- виключити або істотно знизити потужність, споживану СК у ввімкненому стані контактора;
- спростити конструкцію трансформатора струму, при цьому знизивши витрату міді обмоток і його габарити, або спростити СК і підвищити її надійність за рахунок виключення з неї трансформатора струму;
- істотно знизити нижню межу струму, що комутується без дуги.

2.2.3. Гібридні контактори постійного струму

Принцип комутації гібридними контакторами постійного струму аналогічний принципу комутації гібридними контакторами змінного струму, оскільки суть його також полягає у переході струму з кола контактів в шунтуюче коло з подальшим перериванням цього струму. У зв'язку з необхідністю примусового переривання струму в шунтуючому колі силові схеми і СК цих контакторів більш різноманітні і складніші в порівнянні з контакторами змінного струму.

Аналіз як силових схем, так і СК достатньо детально проведений у [1, 2, 9, 12, 23, 30-32, 37, 69, 77, 78]. З нього витікають наступні практичні задачі, які необхідно розв'язувати при розробці гібридних контакторів постійного струму:

- зниження маси, габаритів і вартості НК як основного вузла, що визначає ці показники для контактора в цілому;
- забезпечення надійного контакту в колі ГК при вмиканні контактора;
- створення НК з вузлом примусової комутації основного тиристора, що забезпечує найраціональніше використання енергії, що запасена в комутуючому конденсаторі, для вимикання зазначеного тиристора;
- забезпечення попереднього заряду комутуючого конденсатора без застосування додаткового джерела живлення;
- створення високонадійних СК з керуванням струмом, що протікає по колу ГК, і без використання для їх живлення додаткових джерел;
- забезпечення прийнятної для низьковольтних кіл постійного струму рівня перенапруг в діапазоні струмів, що комутуються контактором.

В даний час ці проблеми найбільш повно вирішені у гібридних контакторах постійного струму серії КП81 на номінальні струми 100 – 630 А і напругу 220 В [1]. Електрична принципова схема цього контактора є уніфікованою для всього ряду номінальних струмів і наведена на рис. 2.10 [1].

До складу гібридного контактора входять:

1) головні контакти ГК1 і ГК2 електромагнітного контактора серії КТП6000 двополюсного виконання. ГК1 і ГК2 відрегульовані таким чином, що ГК2 розмикаються із запізнюванням відносно моменту

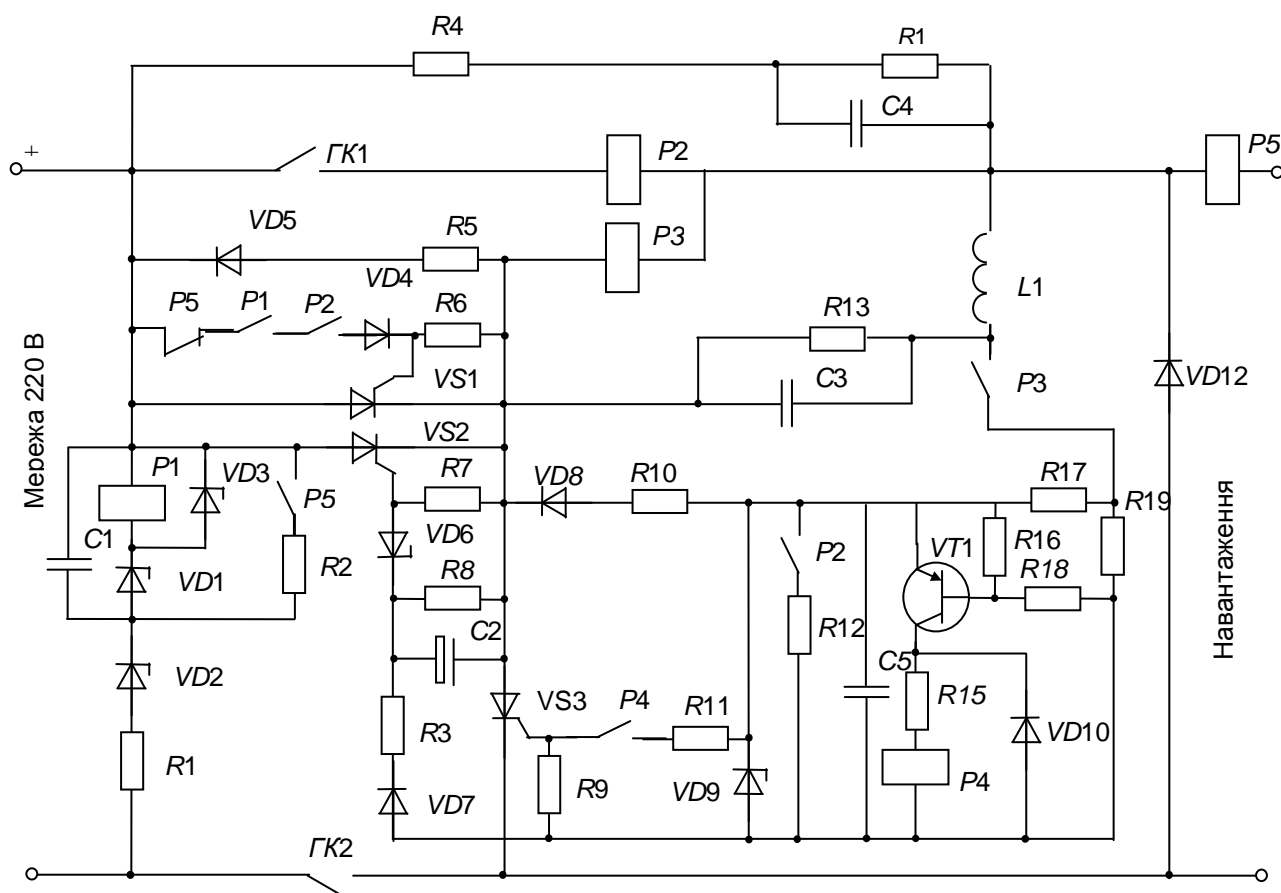


Рис. 2.10 - Принципова електрична схема гібридного контактора постійного струму

розмикання ГК1. Час запізнювання складає 7 – 9 мс. Така побудова контактної системи контактора дозволяє застосовувати бездугову комутацію тільки контактів ГК1. Контакти ГК2 розмикаються в знеструмленому стані і забезпечують гальванічну розв'язку навантаження і джерела живлення;

2) НК, який містить:

- основний тиристор VS1, що шунтує головні контакти ГК1 контактора. У момент розмикання ГК1 струм з них переходить у коло тиристора

$VS1$, чим забезпечується практично бездугове розмикання контактів (на $ГК1$ має місце «коротка» дуга протягом часу перетікання струму з їх кола в $VS1$, який вимірюється десятками мікросекунд) [80];

- пристрій імпульсної ємнісної примусової комутації, що складається з тиристора $VS2$, конденсатора $C3$, розрядного резистора $R13$, індуктивності $L1$ і зворотного діода $VD5$ з резистором $R5$. Цей пристрій призначений для вимикання основного тиристора $VS1$ і в порівнянні з аналогічними в ньому краще використовується заряд комутуючого конденсатора;

- коло заряду комутуючого конденсатора $C3$, що складається з допоміжного тиристора $VS3$ і тієї ж індуктивності $L1$, не вимагає додаткового джерела;

3) схема керування, що забезпечує вмикання основних елементів контактора і захист тиристорної схеми при відхиленні параметрів мережі від нормованих. Основна частина схеми побудована на реле, виконаних на базі високонадійних магнітокерованих контактів (герконів) типу $KEM-1$ і $KEM-2$;

4) демпфуюче коло, що складається з резистора $R4$ і конденсатора $C4$, паралельно якому підключений розрядний резистор $R14$. Це коло обмежує швидкість наростання напруги на напівпровідникових приладах при подачі напруги на силове коло контактора, наприклад, при замиканні $ГК2$;

5) діод $VD12$, що шунтує коло навантаження і виключає вплив індуктивності навантаження на коло комутації.

Проте, незважаючи на вищезазначені переваги, розглянутий гібридний контактор, як і інші з існуючих, завжди містить малонадійний неполярний комутуючий конденсатор великої ємності, який розрахований через наявність комутаційних перенапруг на високу напругу (не менше чотирикратної напруги мережі [1]), і складну схему його попереднього заряду, які істотно (більш ніж на 30 %) підвищують габарити, масу і вартість апарату і знижують його надійність. Це є основною причиною того, що гібридні контактори такого типу не отримали широкого розповсюдження, як, наприклад, простіші гібридні контактори змінного струму [1, 2, 69].

У зв'язку з цим розробку гібридних контакторів постійного струму з покращеними техніко-економічними характеристиками доцільно проводити на базі НК, в яких як СНП застосовується повністю керований напівпровідниковий прилад ($IGBT$ -транзистор або двоопераційний тиристор). Це дозволить виключити недоліки, властиві схемам примусової ємнісної комутації одноопераційних тиристорів, що

застосовували раніше, з одного боку, а досягнуті високі технічні характеристики повністю керованих СНП, їх прийнятна ціна і доступність на світовому ринку електронної продукції з іншого боку створюють реальні передумови для створення гібридних контакторів, в яких будуть максимально вирішені сформульовані вище практичні задачі.

Очевидно, що розробку гібридних контакторів змінного і постійного струму з покращеними техніко-економічними характеристиками неможна проводити без створення нових і удосконалення існуючих методик розрахунку достатньо складних і специфічних теплофізичних процесів, які мають місце в них, що дозволить проектувати вказані апарати на сучасному рівні.

2.3. Резюме

1. Аналіз розвитку комутаційних НА показав, що їх розробка проводиться за двома основними напрямками: створення безконтактних НА і створення гібридних НА. При цьому було встановлено, що на сучасному етапі гібридні НА за масогабаритними і вартісними показниками істотно перевершують безконтактні комутаційні НА. Це обумовлено тим, що гібридний НК, що становить основу НА, за своїми характеристиками близький до «ідеального» ключа.

2. З проведеного аналізу стану і тенденцій розвитку керованих СНП виходить, що за останні десятиріччя були створені потужні повністю керовані інтегральні СНП (двоопераційні тиристори модульних конструкцій типів *GTO* і *GCT*, потужні транзистори і тиристори з польовим керуванням типів *IGBT*, *IEGT* і *MCT* і т.п.), які можуть комутувати з високою частотою мегаватні потоки потужності. Їхні технічні характеристики близькі до характеристик «ідеального» ключа, а прийнятна ціна і доступність на світовому ринку електронних компонентів створюють реальні передумови для удосконалення існуючих комутаційних гібридних НА, до того ж, виконаних на застарілій елементній базі.

3. Аналіз технічної літератури за даною темою показує, що існує велике різноманіття принципів побудови і схемних рішень як окремих вузлів гібридних контакторів, так і власне апаратів. У зв'язку із загальним технічним прогресом а також останніми досягненнями в силовій електроніці деякі з цих технічних рішень застаріли, а деякі втратили свою актуальність. Для того, щоб врахувати це, а також конкретизувати аналізований матеріал, в роботі наведений аналіз

принципів побудови і схемних рішень, що пройшли апробацію у вітчизняних і зарубіжних промислових зразках гібридних контакторів і таким чином показали свою практичну цінність.

4. Порівняльний системний аналіз існуючих схем гібридних апаратів, виконаний на основі запропонованих в розділі ознак, що визначають якість гібридного контактора, показав, що за якістю бездугової комутації, масогабаритними і вартісними показниками та надійністю існуючі контактори не повною мірою відповідають сучасним вимогам, що ставляться до них. При цьому встановлено, що при створенні гібридних контакторів на напругу до 1000 В з покращеними техніко-економічними характеристиками слід використовувати наступні принципи побудови їх основних вузлів:

- гібридні контактори змінного струму переважно виконувати на базі НК з двома зустрічно-паралельно увімкненими тиристорами, розміщеними конструктивно в одному модулі з їх природною комутацією, а також безконтактної СК з керуванням від струму в колі ГК. При цьому НК з використанням повністю керованих СНП доцільно застосовувати при створенні або гібридних швидкодіючих вимикачів, або гібридних НА з розширеними функціями, коли НК виконує роль регульованого ключа. Застосування цих ключів для побудови гібридних контакторів економічно недоцільне через підвищену вартість повністю керованих СНП і їх знижену перевантажувальну здатність у порівнянні з одноопераційними тиристорами;

- гібридні контактори постійного струму слід виконувати на базі НК, в якому як основний ключ застосовується повністю керований прилад (*IGBT*-ключ або двоопераційний тиристор), що дозволить виключити недоліки, які мають місце при використанні одноопераційних тиристорів; роботою СК цих контакторів, як і контакторів змінного струму, переважно керувати струмом у колі ГК.

Розділ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ НЕСТАЦІОНАРНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ВИМИКАННІ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ГІБРИДНИМИ КОНТАКТОРАМИ

3.1. Дослідження перехідного процесу в колі струму гібридних напівпровідникових ключів при розмиканні головних контактів

Дослідження електромагнітних процесів, що протікають при комутації електричних кіл гібридними контакторами є необхідним для визначення режимів роботи за струмом і напругою головного елемента цих апаратів – гібридного силового ключа, а також для розробки вдосконалених методик його розрахунку. Використання в силових ключах у складі НК сучасних СНП змінює характер цих достатньо складних нестационарних процесів, що носять, як правило, ще і статистичний характер. У зв'язку з цим для створення сучасних гібридних контакторів а також покращення їхніх техніко-економічних характеристик необхідні додаткові дослідження, наведені нижче.

У загальному випадку процес вимикання струму гібридним контактором можна умовно розділити на два етапи: перший – розмикання ГК і перетікання струму навантаження з їх кола в шунтуюче коло НК, другий – вимикання НК (природне або примусове) при розходженні контактів на відстань, безпечну для електричного пробую [79]. В даному підрозділі досліджуватиметься тільки перший етап вимикання. Другий же етап буде детально розглянутий і проаналізований в наступному підрозділі.

У гібридному контакторі, як і в класичному електромеханічному, в початковий момент розмикання контактів між ними виникає спочатку рідкий металевий місток, який переходить потім в так звану «коротку» дугу [1, 2, 79] з напругою 10 – 20 В. Величина останньої визначається матеріалом контактів [80]. Як правило, гібридні апарати виконуються таким чином, що повне перетікання струму з кола контактів у коло шунтуючого НК відбувається ще на стадії існування «короткої» дуги.

Процес перетікання струму з кола контактів в НК за умови незмінного струму в колі неодноразово розглядався в літературі. Проте дослідження проводилися за умови, що струм перетікає тільки під впливом напруги «короткої» дуги [2, 22, 81]. Оскільки падіння напруги

на рідкому містку до його розриву перевищує порогову напругу сучасного СНП, що входить до складу НК, то природно процес перетікання струму з кола контактів у шунтуюче коло почнеться раніше виникнення «короткої» дуги.

У даному розділі досліджується розподіл струму між контактами і шунтуючим колом з НК з урахуванням падіння напруги як на рідкому містку, так і на «короткій» дузі. Це дослідження проводиться при наступних допущеннях [2, 79]:

- струм I , що комутується апаратом, протягом перехідного процесу є незмінним;

- падіння напруги на «короткій» дузі також незмінне і визначається тільки матеріалом контактів, що розмикаються (для міді воно дорівнює 12 В, для металокерамічних контактів із вмістом срібла порядку 10 В);

- падіння напруги на СНП шунтуючого ключа визначатиметься з урахуванням кусково-лінійної апроксимації виразу $U_{кл} = U_0 + iR_\partial$, де U_0 та R_∂ – порогова напруга і динамічний опір СНП відповідно;

- рух контактів, що розмикаються, рівноприскорений;

- падіння напруги на містку $u_M = \frac{U_M}{t_M} \cdot t$,

де U_M и t_M – середньостатистична напруга обриву і час існування рідкого металевго містка; t – поточний момент часу;

- у відповідності з [2] для міді: $U_M = A \cdot I + B$, $t_M = C \cdot a^{-0,76} \cdot e^{D \cdot I} + E$, де a – прискорення контактів, що розмикаються, (м/с²), $A = 0,65 \cdot 10^{-3}$ Ом, $B = 1,2$ В, $C = 0,04$ м/с, $D = 0,73 \cdot 10^{-3}$ А⁻¹, $E = 0,5 \cdot 10^{-4}$ с;

- магнітний зв'язок дротів, що підводять струм, з колами контактів і НК не враховуємо. Правомірність таких допущень показана в [2, 22, 79].

В цьому випадку еквівалентна електрична схема кола струму гібридного контактора матиме вигляд, наведений на рис. 3.1.

З наведеної еквівалентної електричної схеми витікає, що момент відкриття СНП НК t_0 визначається за виразом

$$t_0 = \frac{U_0 - R_1 I}{U_M} t_M.$$

У відповідності з [82] процес перетікання струму в шунтуюче коло описується такою системою рівнянь:

$$\begin{cases} i_1 + i_2 = I; \\ (L_1 - M) \frac{di_1}{dt} - (L_2 - M) \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 - (R_2 + R_\partial) i_2 + u_{ГК} - U_0 = 0, \end{cases}$$

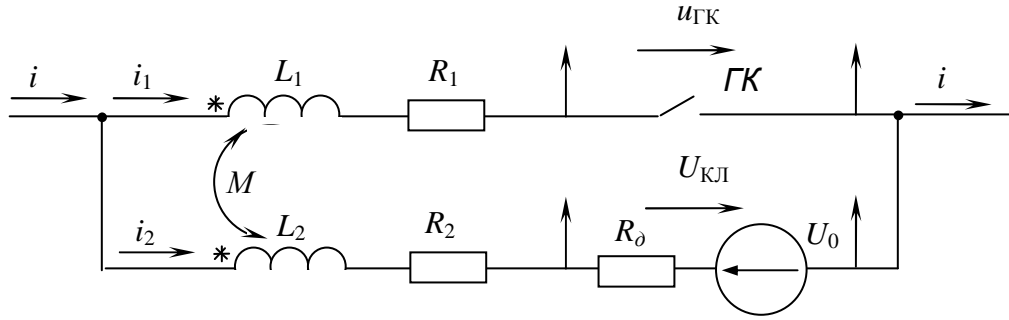


Рис. 3.1 - Еквівалентна електрична схема кола струму гібридного апарату при розмиканні контактів

тому що у цей момент часу $u_{ГК} + IR_1 = U_0$.

Зробивши перетворення з урахуванням $u_{ГК} = u_M = \frac{U_M}{t_M} t$ і вводячи позначення $R_2 + R_0 = R_2'$, $\tau = \frac{L_1 + L_2 - 2M}{R_2'}$ і $L_1 + L_2 - 2M = L$, отримаємо для місткової стадії перехідного процесу рівняння

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{\tau} = \frac{1}{L} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} t \right].$$

Розв'язання даного рівняння з урахуванням початкової умови $i_1(t_0) = I$ буде [79]:

$$i_1 = \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t - \tau) \right] + \left\{ I - \frac{1}{R_1 + R_2'} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_0 - \tau) \right] \right\} e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

при $t_0 < t < t_M$.

Після розриву рідкого металевго містка між контактами, що розходяться, спалахує дуга, причому, у зв'язку з малим міжконтактним проміжком, досягнутим при русі контактів за повний час перетікання струму в шунтуюче коло, між контактами, як вже було зазначено раніше, існуватиме «коротка» дуга, напруга горіння якої $U_{ДК}$ є постійною: $U_{ГК} = U_{ДК}$. При цьому перехідний процес перетікання струму в шунтуюче коло зображується рівнянням

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{\tau} = \frac{1}{L} [U_0 - U_{ДК} + R_2' I].$$

Розв'язок рівняння має вигляд [69]

$$i_1 = \frac{U_0 - U_{ДК} + R_2' I}{R_1 + R_2} + \left[i_1(t_M) - \frac{U_0 - U_{ДК} + R_2' I}{R_1 + R_2} \right] e^{-\frac{t-t_M}{\tau}}, \quad (3.1)$$

$$i_1(t_M) = \frac{1}{R_1 + R_2} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_M - \tau) \right] +$$

де

$$\left\{ I - \frac{1}{R_1 + R_2} \left[U_0 + R_2' I - \frac{U_M}{t_M} (t_0 - \tau) \right] \right\} e^{-\frac{t_M - t_0}{\tau}}.$$

Час горіння «короткої» дуги визначається у цьому випадку з умови повного перетікання струму з кола контактів у шунтуюче коло ($i_1 = 0$)

$$t_{ДК} = \tau \ln \left[1 - \frac{i_1(t_M)(R_1 + R_2')}{U_0 - U_{ДК} + R_2' I} \right]. \quad (3.2)$$

Тоді повний час перетікання струму в шунтуюче коло буде

$$t_{полн} = t_{ДК} + t_M - t_0.$$

Оцінювання похибки, що вноситься зневаженням перетіканням струму з кола контактів в шунтуюче коло з НК у містковій стадії, зроблена за допомогою залежності

$$K_M = \frac{t_{ДК}' - t_{ДК}}{t_{ДК}} 100\%,$$

де $t_{ДК}'$ – час горіння «короткої» дуги без урахування перетікання струму в шунтуюче коло у містковій стадії.

Очевидно, що за допомогою цього коефіцієнта можна також побічно оцінити і частку струму, що перетікає в шунтуюче коло на стадії існування рідкого містка.

Час $t_{ДК}'$ визначається з рівняння (3.1) за умов: $t_M = 0$ і $i(0) = I$. Виконавши відповідні перетворення, отримаємо

$$t_{ДК}' = \tau \ln \frac{U_{ДК} - U_0 - R_1 I}{U_{ДК} - U_0 - R_2' I}. \quad (3.3)$$

Необхідно також зазначити, що вирази (3.2) і (3.3) мають сенс тільки при виконанні нерівності

$$I > \frac{U_{ДК}}{R_2}.$$

На рис. 3.2 наведені залежності K_M від наступних параметрів кола, що розмикається: на рис. 3.2, а – від I та L при $a=400$ м/с² та $R_2'=3$ мОм; на рис. 3.2, б – від I та a при $L=1,0$ мкГн та $R_2'=3$ мОм; на рис. 3.2, в – від I та R_2' при $L=1,0$ мкГн і $a=400$ м/с².

При цьому передбачається, що в якості СНП застосований тиристор Т161-160 ($U_0=1,15B$, $R_\theta=1,41$ мОм), ГК виконані з міді і $R_1 \ll R_2'$.

Із залежності виходить, що величина K_M трохи зростає із зростанням струму, що вимикається, істотно знижується із зростанням L та a і трохи знижується зі збільшенням R_2' . При цьому при струмах понад 500 А, при індуктивностях 0,5 мкГн і нижче, при прискореннях 200 м/с² і нижче величина цього параметра знаходиться в діапазоні 10 – 20 %.

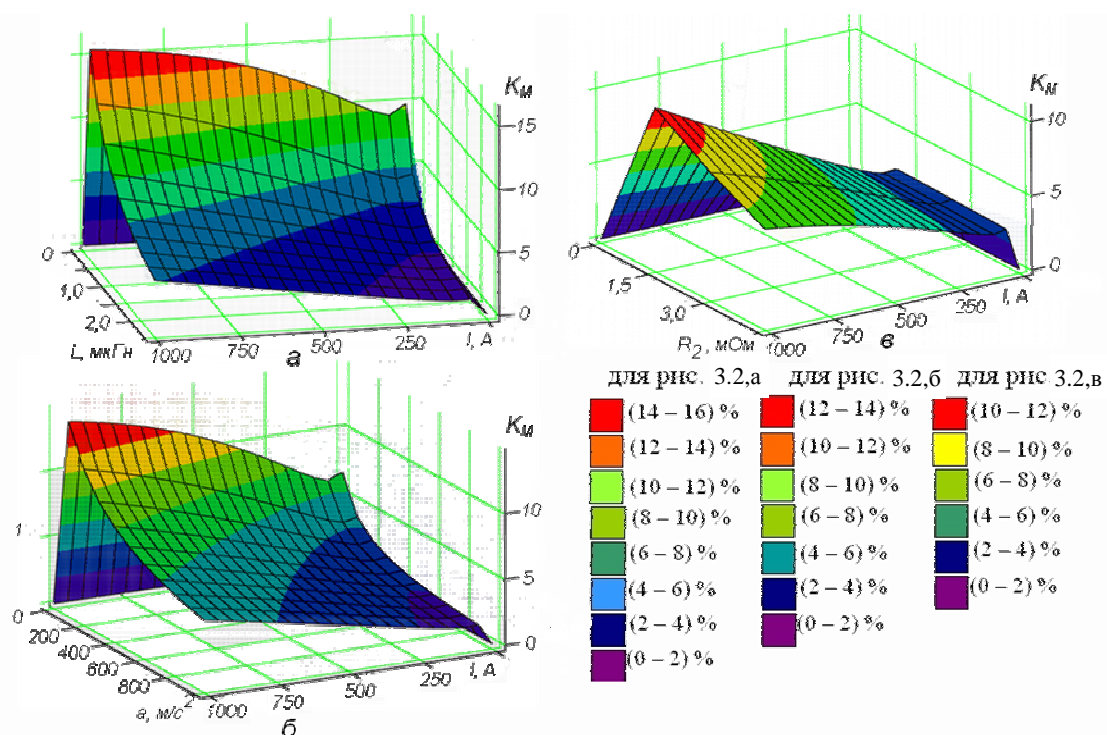


Рис. 3.2 - Графічні залежності коефіцієнта K_M від параметрів кола, що розмикається

Проте вже при $L \geq 1,0$ мкГн, $a \geq 300$ м/с² і $R_2' \geq 3$ мОм (тобто при параметрах, які характерні для контакторів на $I_{ном} \geq 100$ А [2]) значення K_M не перевищує 5 %. Тому при розробці сильнострумових гібридних контакторів часткою струму, який перетікає в НК на стадії

існування рідкого містка, можна нехтувати і розрахунок перетікання струму з ГК в НК проводити за допомогою виразу (3.3) [79].

Експериментальні дослідження процесу перетікання струму з кола контактів в шунтуюче коло з НК, виконаного на базі зустрічно паралельно включених тиристорів, підтвердили результати досліджень інших авторів [2], які полягають в тому, що після майже повного перетікання струму в тиристор можливі повторні металеві замикання контактів з поверненням струму, а потім після загоряння дуги в процесі подальшого розходження контактів вторинний перехід струму в тиристори. Іноді спостерігається навіть триразовий перехід. В експерименті використовувався гібридний контактор серії КТП64 на $I_{ном} = 160$ А з мідними головними контактами, вмикання НК цього контактора забезпечується через допоміжні контакти від додаткового джерела постійної напруги, а головні контакти цього апарату розмикали активно-індуктивне коло постійного струму ($I = 200$ А, постійна часу кола навантаження $\tau_H = 5 \cdot 10^{-3}$ с) при напрузі 24 В. Швидкість перетікання струму визначалася за допомогою пояса Роговського, включеного в шунтуюче коло, а падіння напруги на головних контактах за допомогою подільника напруги.

На рис. 3.3 наведені типові осцилограми процесу вимикання кола [79]. Аналіз експериментально одержаних осцилограм показав, що форма залежності $\frac{di}{dt}(t)$ має біполярний характер, і як видно з наведеної на рис. 3.3 осцилограми при виникненні дуги після розриву рідкого металевого містка струм з кола ГК перетікає в шунтуюче коло із СНП, а потім при повторному металевому перемиканні між-контактного проміжку струм перетікає назад у коло ГК. При цьому момент вторинного металевого замикання приблизно співпадає з моментом закінчення перетікання струму з кола контактів в шунтуюче коло, тобто з припиненням горіння дуги між контактами, що розходяться (рис. 3.3).

Судячи з усього процес багатократного формування рідких металевих містків і дуг розмикання може мати наступну фізичну модель. На початку розмикання контактів на стадіях зняття пружної деформації і формування рідкого металевого містка відсутнє істотне перетікання струму з кола ГК в шунтуюче коло з НК (рис. 3.3). Після розриву рідкого металевого містка спалахує «коротка» дуга, напруга горіння якої, як зазначеновище, залежить в основному від матеріалу електродів [80]. При цьому швидкість перетікання струму з кола кон-

тактів в шунтуюче коло визначається головним чином напругою горіння дуги і параметрами шунтуючого контакти кола і є практично незмінною протягом всього часу існування «короткої» дуги, тобто визначається в першому наближенні виразом $\frac{U_{ДК}}{L}$. Зменшення струму через дуговий проміжок впливає на характер і поведінку опорних плям дуги.

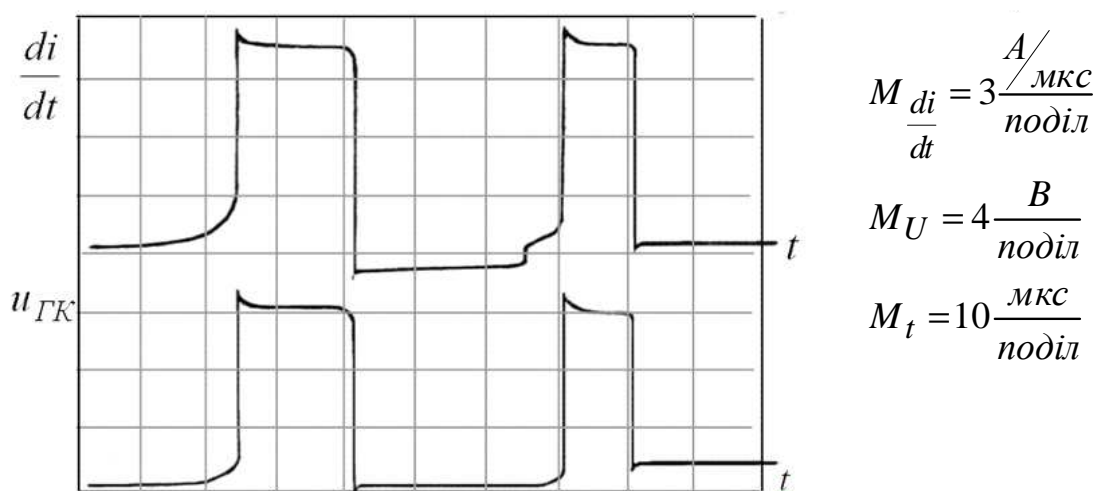


Рис. 3.3 - Осцилограми швидкості перетікання струму в шунтуюче коло $\frac{di}{dt}$ та напруги на ГК $U_{ГК}$ при вимиканні кола

При швидкому охолодженні розплавлених ділянок електродів і значному температурному коефіцієнті об'ємного розширення можливі великі механічні напруги [83], одним із наслідків яких можуть бути металеві сплески по сліду опорних плям дуги. Так, наприклад, автор [84] спостерігав сплески металу при стрибкоподібному пересуванні плям дуги при вимиканні струму синхронним апаратом, причому, в деяких випадках висота сплесків за його даними сягала 0,5 – 0,6 мм. Характер формування металевих сплесків залежить від швидкості перетікання струму в шунтуюче контакти коло з НК, що визначає швидкість зміни величини струму через дуговий проміжок, що у свою чергу, може вплинути на температурний режим основи дуги. При відповідній висоті сплесків можливо перекриття міжелектродного проміжку, при цьому струм з шунтуючого кола перетікає назад у коло контактів, і другий металевий місток формується при подальшому розходженні контактів з більшою середньою швидкістю, оскільки раніше рух контактів прийняли рівноприскореним. Швидкість зворотного перетікання струму з шунтуючого кола у коло ГК, як видно з рис. 3.3, значно менше ніж з кола ГК в шунтуюче коло. З ча-

сом при розходженні контактів створюються умови розриву другого містка, після чого ініціюється друга дуга розмикання. Процес багатократного формування рідкого металевго містка і дуги розмикання повторюється до тих пір, поки висота металевго сплеску, що утворюється після гасіння чергової дуги, стає менше міжелектродного проміжку, який збільшується з часом розходження контактів. Очевидно, що розглянутий процес ускладнюється також розбризкуванням крапель металу із зони горіння дуги і утворенням металевих з'єднань при конденсації пари металу [2, 79].

Процес виникнення повторних загорянь «короткої» дуги при вимиканні кола гібридним контактором визначається багатьма випадковими (закономірність зміни яких врахувати практично неможливо) чинниками, таких як неоднорідність матеріалу контактів, наявність мікронерівностей на поверхні контактів, забруднення і плівки, що змінюються при багатократних розмиканнях і замиканнях контактів, характер утворення металевих сплесків по сліду опорних плям дуги тощо і тому сам є випадковим процесом.

В роботі [2] на підставі обробки результатів експериментальних досліджень процесу вимикання кола гібридним ключем встановлено, що середньостатистичне значення кількості повторних загорянь «короткої» дуги n лежить у діапазоні 1,6 – 2,0, причому, чим вище значення струму, що вимикається, тим більше n . У результаті середньостатистичне значення часу перетікання струму в шунтуюче коло можна визначити за виразом

$$t_{cp} = n \cdot t_{повн},$$

або без урахування перетікання струму в шунтуюче коло в містковій стадії

$$t_{cp} = n \cdot t_{ДК}.$$

3.2. Особливості навантаження струмом на СНП гібридних ключів у різних режимах роботи гібридних контакторів і його розрахунок

3.2.1. Навантаження струмом на СНП гібридних ключів змінного струму у нормальних режимах роботи контактора

Як відомо, вартість і габарити гібридного НА в основному визначаються блоком НК, оскільки, незважаючи на інтенсивний розвиток силової електроніки, безконтактний НК все ще істотно перевищує за вартістю і габаритами класичний контактний ключ. У зв'язку з цим розрахунок навантаження струмом на СНП СГК, який і визначає тип

цих приладів, є актуальною задачею. Рішення цієї задачі помітно ускладнюється специфічним характером навантаження [1].

У даному підрозділі досліджується розрахунок навантаження струмом на СНП гібридних контакторів змінного струму в нормальних режимах роботи.

Як було зазначено вище розробку гібридних контакторів змінного струму найбільш доцільно виконувати на базі одноопераційних тиристорів (симісторов), які в порівнянні з іншими керованими СНП (*IGBT*, *IGCT*, *GTO*-тиристорами) мають найменше падіння напруги у включеному стані, відрізняються дуже високою перевантажувальною здатністю і невисокою вартістю, а технологія їх виробництва вже достатньо відпрацьована. Низькі частотні характеристики цих приладів не є визначальними при використанні їх у складі цього класу пристроїв.

На рис. 3.4 наведені найпоширеніші варіанти виконання трифазних силових СГК змінного струму [85]. Очевидно, що в кожному з цих ключів два зустрічно-паралельно включених тиристора можуть бути замінені одним симістором.

Нижче наводиться аналітичний вираз для струму в тиристорі СГК, представленого на рис. 3.4, а.

$$i_T = \begin{cases} I_m \sin(\vartheta + \alpha) & \text{при } \vartheta \geq 0; \\ 0 & \text{при } \vartheta < 0, \end{cases} \quad (3.4)$$

де I_m – амплітуда фазного струму; $\vartheta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$ – кутова частота; α – кут вмикання тиристора (рівноймовірно може змінюватись у межах $0 - 2\pi$).

Форма цього струму являє собою усічену півхвилю синусоїди. В залежності від кута вмикання тиристора, який визначається моментом розмикання контактів, тривалість її може змінюватись від 0 до $\frac{\pi}{\omega}$.

Очевидно, що аналогічний вираз для i_T матиме місце і при вмиканні ГК однієї фази кола змінного струму. Вираз (3.4) був отриманий при допущенні, що струм з кола контактів в СНП перетікає миттєво. Реально цей процес, як показано в попередньому підрозділі, триває від десятків мікросекунд до десятих часток мілісекунди і тому для практичних розрахунків за частоти промислової мережі $f = 50$ Гц цим часом можна знехтувати.

При вимиканні трифазних кіл СГК (рис. 3.4,б, в та г) форма імпульсу струму в тиристорі ускладнюється. Це пояснюється тим, що у момент переходу струму в тиристорі однієї з фаз, що вимикаються,

через нуль він вимикається, і трифазне коло перетворюється на однофазне з новим законом зміни струму в тиристорах, що залишилися відкритими [85].

Аналіз почнемо зі схеми на рис. 3.4,б, яка є основною. Розглянемо спочатку процес вимикання активного навантаження. На рис. 3.5 наведені криві зміни фазних струмів і лінійних напруг у даному колі. Криві зміни фазних напруг не наводяться, тому що вони повторюють характер змінення фазних струмів.

Для зручності викладу розглянемо характер навантаження струмом тиристора фази А при розмиканні контактів в позитивну півхвилю струму.

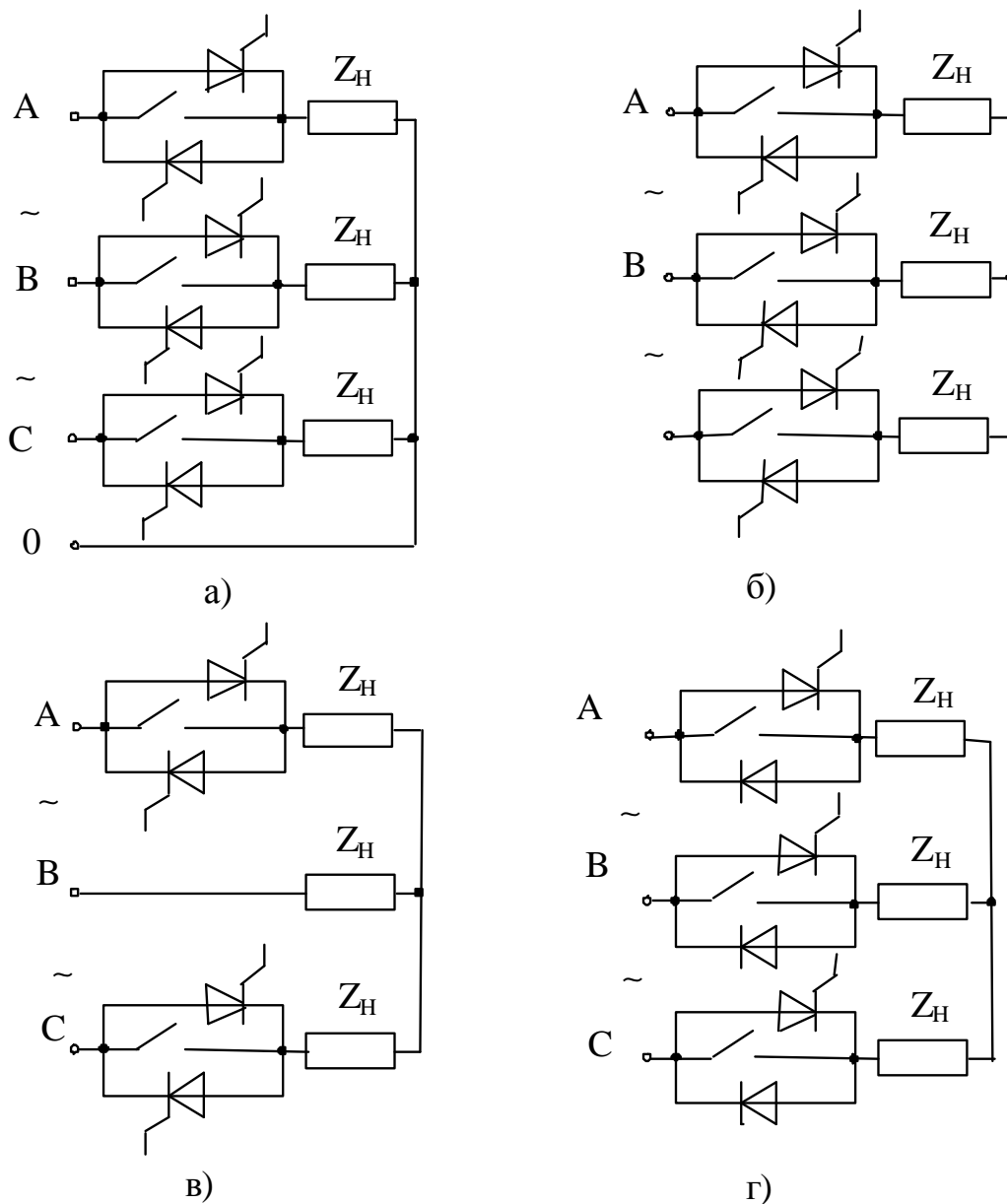


Рис. 3.4 - Варіанти виконання трифазних силових гібридних ключів: з нульовим проводом (а); без нульового проводу (б, в, г) (Z_H – опір навантаження)

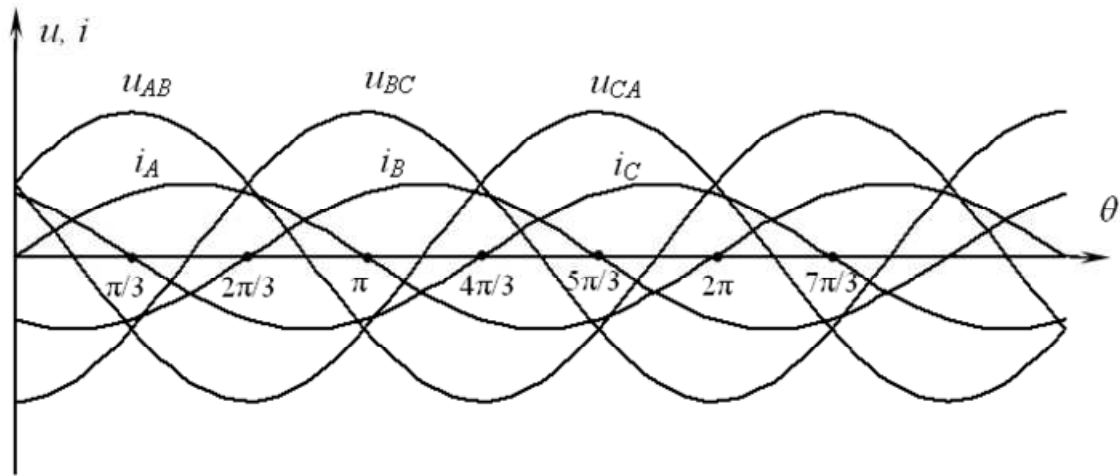


Рис. 3.5 - Криві зміни фазних струмів та лінійних напруг за активного навантаження

Як виходить з рис. 3.5, залежно від значення α струм у тиристорі описується наступними виразами [85]:

$$\text{при } 0 < \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad i_T = I_m \sin(\vartheta + \alpha) \text{ для } 0 < \vartheta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha, \quad (3.5)$$

$$i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin(\vartheta + \alpha + \frac{\pi}{6}) \text{ для } \frac{\pi}{3} - \alpha < \vartheta \leq \frac{5\pi}{6} - \alpha,$$

$$\text{при } \frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{2}{3}\pi \quad i_T = I_m \sin(\vartheta + \alpha) \text{ для } 0 < \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi - \alpha,$$

$$i_T = I_m \sin(\vartheta + \alpha) \text{ для } \frac{2}{3}\pi - \alpha < \vartheta \leq \frac{7}{6}\pi - \alpha,$$

$$\text{при } \frac{2}{3}\pi < \alpha \leq \pi \quad i_T = I_m \sin(\vartheta + \alpha) \text{ для } 0 < \vartheta \leq \pi - \alpha,$$

для ϑ , що знаходяться не у зазначених межах, $i_T = 0$.

Покажемо, що при вимиканні активно-індуктивного кола в сталому режимі характер навантаження струмом в тиристорах не зміниться. Фазні струми і напруги в цьому випадку визначаються наступними виразами:

$$i_A = I_m \sin(\vartheta + \alpha); i_B = I_m \sin(\vartheta + \alpha - \frac{2}{3}\pi); i_C = I_m \sin(\vartheta + \alpha + \frac{2}{3}\pi);$$

$$u_A = U_m \sin(\vartheta + \alpha + \varphi_H); u_B = U_m \sin(\vartheta + \alpha - \frac{2}{3}\pi + \varphi_H);$$

$$u_C = U_m \sin(\vartheta + \alpha + \frac{2}{3}\pi + \varphi_H),$$

де U_m – амплітуда фазної напруги;

$$\varphi_H = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}; L_H, R_H \text{ – індуктивність та активний опір навантаження.}$$

Розглянемо випадок, коли $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{3}$. Очевидно, що для $0 < \vartheta \leq \frac{\pi}{3} - \alpha$ струм в тиристорі фази А визначається за виразом (3.5). При $\vartheta + \alpha = \frac{\pi}{3}$ $i_C = 0$, а $i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m$, тобто трифазний режим перетворюється на однофазний, $U_{AB} = \sqrt{3} U_m \cos(\vartheta' + \varphi_H)$, де $\vartheta' = \vartheta + \alpha - \frac{\pi}{3}$, тобто відлік часу починається від моменту $\vartheta + \alpha = \frac{\pi}{3}$.

Перехідний процес у знов створеному колі буде описуватися диференціальним рівнянням $iR + L \frac{di}{dt} = \sqrt{3} U_m \cos(\vartheta' + \varphi_H)$, де $R = 2R_H$ и $L = 2L_H$.

Розв'язок цього рівняння у відповідності до [64, 82, 86]:

$$i = A e^{-\frac{R}{L} t'} + \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos(\vartheta' + \varphi_H - \varphi'_H),$$

$$\text{де } \varphi'_H = \arctg \frac{\omega L}{R} = \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}, \quad t' = \frac{\vartheta'}{\omega},$$

або після перетворень з урахуванням того, що при $\vartheta' = 0$ $i(0) = I_m \sin \frac{\pi}{3}$

$$i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cos \vartheta' = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin(\vartheta + \alpha + \frac{\pi}{6}),$$

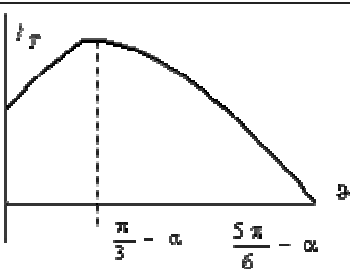
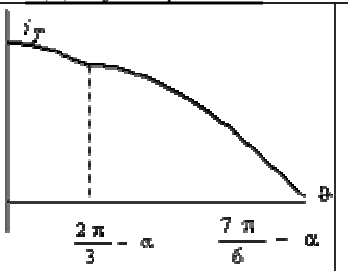
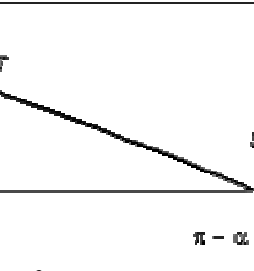
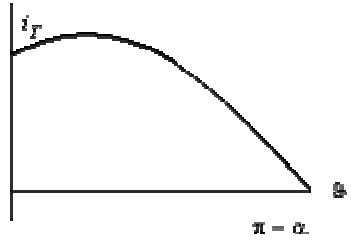
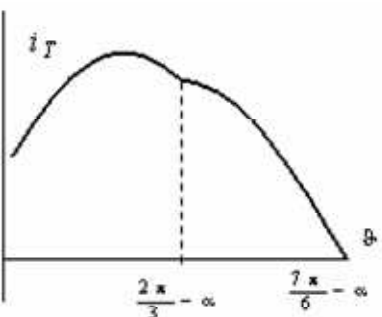
тобто струм в тиристорі є таким, як і у випадку активного навантаження. Так само зображується ідентичність навантаження струмом тиристорів і при інших значеннях кута включення α .

Аналогічно визначається характер навантаження струмом тиристорів у схемах на рис. 3.4, в та г. В табл. 3.1. для всіх цих схем наведені аналітичні вирази і зразкові форми кривих для струму в тиристорі при різних кутах його вмикання.

3.2.2. Навантаження струмом на СНП гібридних ключів змінного струму в аварійних режимах роботи контактора

Відомо, що найбільші значення аварійних струмів у колі комутаційних апаратів мають місце при симетричних трифазних к.з. або перевантаженнях [1]. Очевидно, що при вимиканні гібридним комутаційним напівпровідниковим апаратом сталих струмів к.з. форма кривих струму в СНП цих апаратів буде такою ж, як і у випадку нормальних комутацій електричного кола [1].

Таблиця 3.1 – Аналітичні вирази для струмів у тиристорах при різних кутах вмикання α

Схема	Зона α		
	$0 < \alpha \leq \pi/3$	$\pi/3 < \alpha \leq 2\pi/3$	$2\pi/3 < \alpha \leq \pi$
Рис. 3.4,б	Для усіх фаз		
	<div></div> <div>$0 < \vartheta \leq \pi/3 - \alpha$ $i_T = I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha)$ $\pi/3 - \alpha < \vartheta \leq 5\pi/6 - \alpha$ $i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha + \pi/6)$</div>	<div></div> <div>$0 < \vartheta \leq 2\pi/3 - \alpha$ $i_T = I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha)$ $2\pi/3 - \alpha < \vartheta \leq 7\pi/6 - \alpha$ $i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha - \pi/6)$</div>	<div></div> <div>$0 < \vartheta \leq \pi - \alpha$ $i_T = I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha)$</div>
Рис. 3.4,в	Для фази А		
	Аналогічно схемі рис. 3.4,б	<div></div> <div>$0 < \vartheta \leq \pi - \alpha$ $i_T = I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha)$</div>	
Рис. 3.4,в	Для фази С		
	<div></div> <div>$0 < \vartheta \leq 2\pi/3 - \alpha$ $i_T = I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha)$ $2\pi/3 - \alpha < \vartheta \leq 7\pi/6 - \alpha$ $i_T = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \cdot \sin(\vartheta + \alpha - \pi/6)$</div>	Аналогічно схемі рис. 3.4,б	
Рис. 3.4,г	Для усіх фаз		
	Аналогічно схемі рис. 3.4,в, фаза С		Аналогічно схемі рис. 3.4,б

Відмінність буде тільки у величині струму, що вимикається. Проте в перехідному режимі максимальне значення струму к.з. перевищує (гранично вдвічі) амплітуду сталого струму. Оскільки вимикання електричного кола апарату можливе у будь-який момент часу, то доцільно розглянути саме цей найважчий для апаратів випадок.

У даному підрозділі досліджується розрахунок навантаження струмом на СНП гібридних НК змінного струму в аварійних перехідних режимах роботи апарату.

На рис. 3.6 наведена розрахункова схема к.з. на вихідних затискачах гібридного контактора, який увімкнено до найпростішого симетричного трифазного кола. При цьому вимикання апарату відбувається у момент виникнення к.з., а вимикання тиристорів СГК буде відбуватися у момент природного переходу струму в їх колі через нуль.

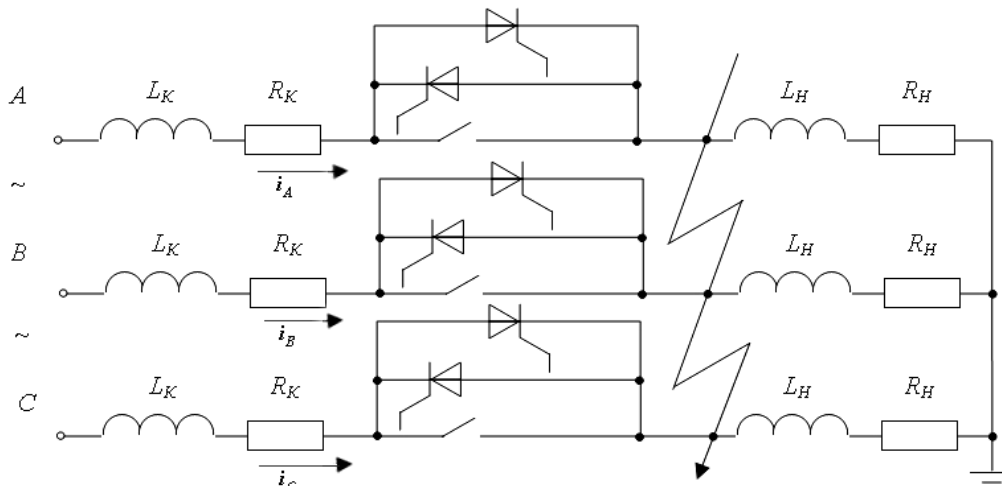


Рис. 3.6 - Розрахункова схема короткого замикання на вихідних затискачах гібридного контактора

Розрахунок електромагнітного перехідного процесу в даному колі виконуватимемо при наступних загальноприйнятих допущеннях [1, 87]:

- опір живлячого трансформатора і дротів, що підводять, наводиться у вигляді зосереджених індуктивності L_K та активного опору R_K ;
- відсутнє насичення магнітних систем (всі системи лінійні);
- характеристики тиристорів як у ідеальних ключів;
- симетрія трифазної системи зберігається;
- початковий струм у фазах істотно менший за струм короткого замикання;

- ділянка з R_H і L_H зашунтована коротким замиканням, тому диференціальне рівняння рівноваги в кожній фазі цієї ділянки має вигляд

$$iR_H + L_H \frac{di}{dt} = 0.$$

- ємнісні провідності не враховуються;

Розв'язок рівняння $i = i_0 e^{-\frac{t}{\tau_H}}$ показує, що тут є лише вільний струм, який затухає з постійною часу $\tau_H = \frac{L_H}{R_H}$,

де R_H – активний опір навантаження,

L_H – індуктивність навантаження.

Початкове значення вільного струму i_0 у кожній фазі дорівнює струму, який передуює короткому замиканню.

На приєднаній до джерела ділянці кола крім вільного струму виникає новий примусовий струм.

Диференціальне рівняння рівноваги для будь-якої фази цієї ділянки має вигляд: $U_\phi = i_\phi R_K + L_K \frac{di_\phi}{dt}$.

Розв'язок цього рівняння [82, 39]

$$i_\phi = \frac{U_m}{Z_K} \sin(\vartheta + \psi - \phi_K) + A e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau_K}}, \quad (3.6)$$

де U_ϕ та i_ϕ – фазні напруги і струм;

U_m – амплітуда фазної напруги;

Z_K – повний опір приєднаної до джерела ділянки кола к.з.;

$\vartheta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$ – кутова частота;

$\tau_K = \frac{L_K}{R_K}$ – постійна часу в колі к.з.;

ψ – момент виникнення к.з. (фаза вмикання);

ϕ_K – кут зсуву фази навантаження у колі к.з.

При розмиканні головними контактами кола (рис. 3.6) у момент виникнення к.з. ($\alpha = 0$) за умови $i_0 \ll I_m$ рівняння (3.6) матиме на-

ступний вигляд: $i_\phi = I_m (\sin(\vartheta - \psi - \phi_K) - e^{-\frac{\vartheta}{\omega \tau_K}} \sin(\psi - \phi_K))$, де $I_m = \frac{U_m}{Z_K}$.

Як показано в [1] струми к.з. найбільш сильно впливатимуть на СНП СГК при максимально можливому значенні цих струмів, яке має місце при $\psi = 0$.

З урахуванням вищезазначеного перехідні струми у фазах даної схеми матимуть наступний вигляд:

$$i_A = I_m [\sin(\vartheta - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K];$$

$$i_B = I_m [\sin(\vartheta - \varphi_K - \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K + \frac{2\pi}{3})];$$

$$i_C = I_m [\sin(\vartheta - \varphi_K + \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K - \frac{2\pi}{3})].$$

Дані вирази були отримані за умови виникнення к.з. у момент рівності фазної напруги у фазі А нулевій, тобто саме в цій фазі розвиватиметься найбільший струм к.з.

Введемо наступні позначення:

$$i_A^* = \frac{i_A}{I_m}, \quad i_B^* = \frac{i_B}{I_m}, \quad i_C^* = \frac{i_C}{I_m}.$$

Тоді
$$i_A^* = \sin(\vartheta - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K, \quad (3.7)$$

$$i_B^* = \sin(\vartheta - \varphi_K - \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K + \frac{2\pi}{3}),$$

$$i_C^* = \sin(\vartheta - \varphi_K + \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K - \frac{2\pi}{3}).$$

На рис. 3.7 наведені форми кривих для цих струмів при $\cos \varphi_K = 0,3$ і замкнених ГК.

Реально струм протікає через тиристори СГК, тому в момент переходу струму через нуль тиристор цієї фази вимикається, і система з трифазної переходить в однофазну.

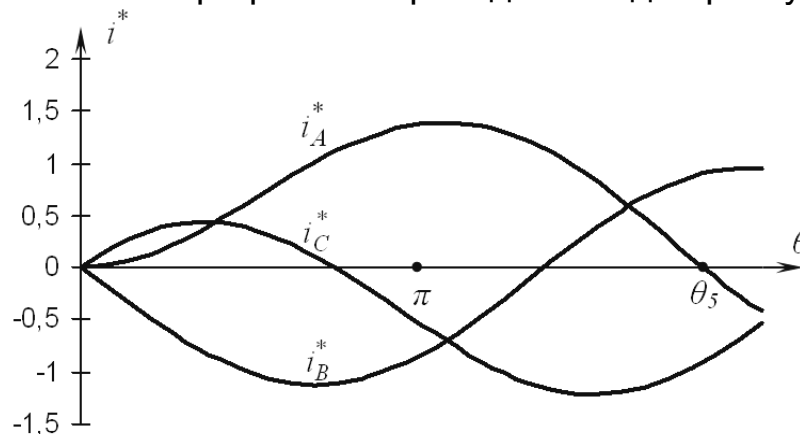


Рис. 3.7 - Форми кривих для струмів короткого замикання ($\psi = 0, \cos \varphi_K = 0,3$)

В нашому випадку у момент часу $\frac{\vartheta_1}{\omega} = t_1$ струм у фазі С стає рівним нулю, а до тих фаз, що залишилися включеними, А та В, прикладеться лінійна напруга $U_{AB} = \sqrt{3}U_m \sin(\vartheta + \frac{\pi}{6} + \vartheta_1)$.

Перехідний процес в однофазному колі описується наступним диференціальним рівнянням: $2R_K i_{A1} + 2L_K \frac{di_{A1}}{dt} = \sqrt{3}U_m \sin(\vartheta + \vartheta_1 + \frac{\pi}{6})$.

Розв'язок цього рівняння при початковій умові

$i_A(0) = i(t_1) = I_m [\sin(\vartheta_1 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_1}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K]$ має вигляд [87].

$$i_{A1} = I_m \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta + \vartheta_1 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) + \left[\sin(\vartheta_1 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_1}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_1 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) \right] e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \right\}.$$

Або в безрозмірному вигляді

$$i_{A1}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta + \vartheta_1 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) + \left[\sin(\vartheta_1 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_1}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_1 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) \right] e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}},$$

де ϑ_1 знаходиться з рівняння $\sin(\vartheta_1 - \varphi_K + \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta_1}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K - \frac{2\pi}{3}) = 0$.

На рис. 3.8 наведені форми кривих для струмів тиристорів СГК при вимиканні к.з. за наступних умов: $\alpha = 0$ и $\psi = 0$, $\cos \varphi_K = 0,3$.

З цього рисунку виходить, що струм в тиристорі i_T найбільш навантаженої фази В при $\alpha = 0$ визначатиметься з наступних виразів [87]:

$$i_{T1}^* = \sin(\vartheta - \varphi_K - \frac{2\pi}{3}) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin(\varphi_K + \frac{2\pi}{3}) \text{ для } 0 < \vartheta \leq \vartheta_1, \quad (3.8)$$

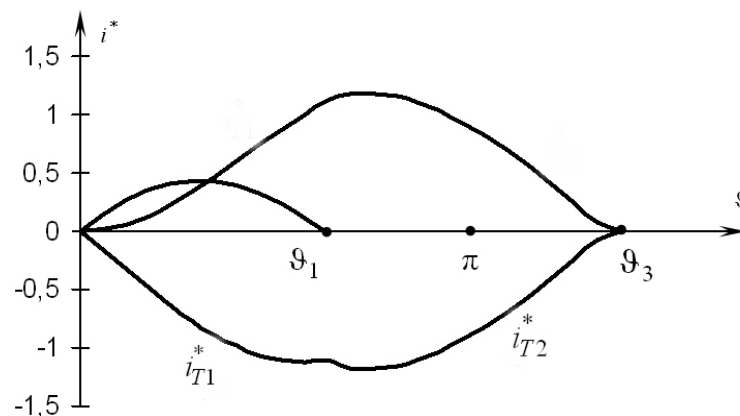


Рис. 3.8 - Форми кривих для струмів тиристорів СГК при вимиканні струмів короткого замикання ($\alpha = 0, \psi = 0, \cos \varphi_K = 0,3$)

$$i_{T2}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) + \left[\sin(\vartheta_1 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_1}{\omega\tau_K}} \sin\varphi_K - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_1 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) \right] e^{-\frac{(\vartheta - \vartheta_1)}{\omega\tau_K}} \quad (3.9)$$

для $\vartheta_1 < \vartheta \leq \vartheta_3$, де ϑ_3 – кут, при якому $i_{T2}^* = 0$.

Розглянемо тепер випадок, коли розмикання ГК відбувається при $\vartheta = \vartheta_1$, тобто при $\alpha = \vartheta_1$. В цьому випадку струм через тиристор фази А для інтервалу $\vartheta_1 < \vartheta \leq \vartheta_2$ (ϑ_2 – кут, при якому струм у фазі В переходить через нуль) (рис. 3.9) визначатиметься з виразу

$$i_{T3}^* = \sin(\vartheta - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin\varphi_K \quad \text{для } \vartheta_1 < \vartheta < \vartheta_2. \quad (3.10)$$

У момент часу $t_2 = \frac{\vartheta_2}{\omega}$ трифазне коло переходить в однофазне, до якого прикладається лінійна напруга

$$U_{AC} = \sqrt{3}U_m \sin(\vartheta + \vartheta_2 - \frac{\pi}{6}),$$

тобто отримаємо диференціальне рівняння рівноваги

$$2R_K i_{A2} + 2L_K \frac{di_{A2}}{dt} = \sqrt{3}U_m \sin(\vartheta + \vartheta_2 - \frac{\pi}{6}).$$

За наступних початкових умов:

$$i_{A2}(0) = i_{A2}(\vartheta_2) = I_m [\sin(\vartheta_2 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_2}{\omega\tau_K}} \sin\varphi_K].$$

Після проведення перетворень аналогічних випадку $\alpha = 0$ одержимо вирази для визначення струму тиристора фази А для інтервалу $\vartheta_2 < \vartheta \leq \vartheta_4$ [87]

$$i_{T4}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta - \varphi_K - \frac{\pi}{6}) + \left[\sin(\vartheta_2 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_2}{\omega\tau_K}} \sin\varphi_K - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\vartheta_2 - \varphi_K + \frac{\pi}{6}) \right] e^{-\frac{(\vartheta - \vartheta_2)}{\omega\tau_K}}, \quad (3.11)$$

де ϑ_4 – кут, при якому $i_{T4}^* = 0$.

На рис. 3.9 наведені форми кривих для струмів у тиристорах SGK при вимиканні струмів короткого замикання при $\alpha = \vartheta_1, \cos\varphi_K = 0,3$.

Для зручності визначення струмів у тиристорах при вимиканні SGK кола, яке досліджується, в табл. 3.2 наведені значення параметрів $\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3, \vartheta_4, \vartheta_5$ для різних значень $\cos\varphi_K$. ϑ_5 – кут, при якому $i_A = 0$ в однофазному колі або трифазному з нульовим проводом (рис. 3.7).

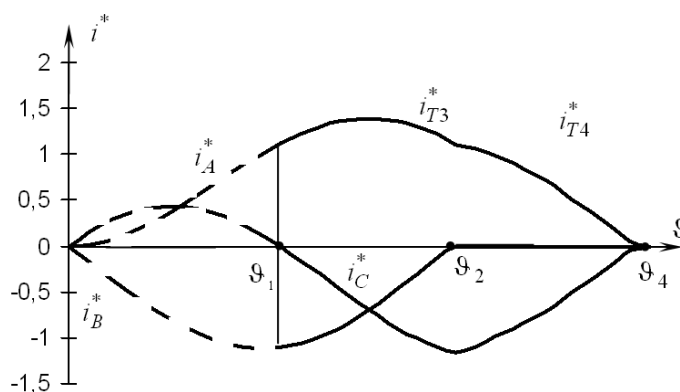


Рис. 3.9 - Форми кривих для струмів у тиристорах СГК при вимиканні струмів короткого замикання при $\alpha = \vartheta_1, \cos \varphi_K = 0,3$

Таблиця 3.2 – Значення параметрів $\vartheta_1, \vartheta_2, \vartheta_3, \vartheta_4, \vartheta_5$ для різних $\cos \varphi_K$

$\cos \varphi_K$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
ϑ_1	2,021	1,956	1,895	1,837	1,779	1,718	1,650	1,568	1,448	1,049
ϑ_2	3,848	3,616	3,434	3,280	3,142	3,009	2,875	2,727	2,543	2,098
ϑ_3	4,624	4,304	4,073	3,886	3,723	3,572	3,423	3,263	3,069	2,619
ϑ_4	5,677	5,358	5,127	4,940	4,776	4,623	4,473	4,312	4,116	3,667
ϑ_5	5,240	4,881	4,632	4,434	4,263	4,106	3,952	3,789	3,593	3,143

Очевидно, що при к.з. у колі навантаження однофазного СГК або трифазного з нульовим проводом струм найбільш навантаженого тиристора буде визначатися при $\alpha = 0$ за допомогою виразу (3.7), який справедливий на інтервалі $0 < \vartheta \leq \vartheta_5$ (рис. 3.7).

Для того, щоб визначити найбільш навантажений тиристор у випадках, що розглядаються, треба привести їх до середнього струму, який віднесений до одного й того ж інтервалу, наприклад $0 \div 2\pi$ при $\cos \varphi_K = 0,3$.

Тоді для першого випадку ($\alpha = 0$, вихідні вирази для струмів (3.8) і (3.9))

$$I_{Tcр1}^* = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\vartheta_1} i_{T1}^* d\vartheta + \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_3} i_{T2}^* d\vartheta \right) = 0,494, \quad (3.12)$$

для другого випадку ($\alpha = \vartheta_1$ вихідний вираз для струмів (3.10), (3.11))

$$I_{Tcр2}^* = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} i_{T3}^* d\vartheta + \int_{\vartheta_2}^{\vartheta_4} i_{T4}^* d\vartheta \right) = 0,505, \quad (3.13)$$

для третього випадку ($\alpha = 0$ вихідний вираз для струму (3.7)).

$$I_{Tcр3}^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\vartheta_5} i_A^* d\vartheta = 0,573, \quad (3.14)$$

$$\text{де } I_{Tcр}^* = \frac{I_{Tcр}}{I_m}.$$

Величина параметра ϑ_5 знаходиться з рівняння

$$\sin(\vartheta_5 - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta_5}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K = 0. \quad (3.15)$$

Аналіз виразів (3.12) – (3.15) показує, що найбільш навантаженими за струмом в аварійних режимах будуть СНП СГК при застосуванні їх в однофазних схемах або в трифазних з нульовим проводом. Оскільки, як правило, попередньо невідомо, в якій схемі буде застосовано СГК в експлуатації, то доцільно граничну перевантажувальну здатність СНП визначати за допомогою виразу (3.8), тобто при застосуванні ключа у найважчих умовах.

3.3. Дослідження комутаційних перенапруг при вимиканні гібридних контакторів і способи їх обмеження

При вимиканні електричних кіл гібридними контакторами до СНП їх НК у момент вимикання прикладаються так звані комутаційні перенапруги. Вони обумовлені енергією, що накопичена в індуктивних елементах як мережі живлення, так і самого навантаження на момент розмикання кола. Очевидно, що їх величина визначатиметься швидкістю спаду струму в колі, що комутується, і тому при застосуванні в НК сучасних швидкодійних СНП вона може істотно перевищувати напругу мережі живлення. Оскільки вартість СНП визначається не тільки струмом, на який вони були розраховані, але й класом приладу, що встановлює величину напруги, яку може блокувати прилад, необхідно застосовувати спеціальні заходи зі зниження цих перенапруг до рівнів близьких до мережі. Звичайно з цією метою застосовують захисні *RC*-кола (снаббери) і нелінійні обмежувачі напруг (варистори, стабілітрони тощо).

Існуючі методики розрахунку комутаційних перенапруг а також параметрів захисних кіл не відзначаються необхідною точністю, оскільки не в повній мірі враховують динамічні характеристики СНП, а також умови комутації навантаження цими приладами у складі гібридних контакторів [1, 88].

В результаті через побоювання виходу з ладу НК при комутаціях клас СНП, які застосовано в таких апаратах, як правило, виявляється завищеним, а параметри захисних кіл були вибрані з недостатньо обґрунтованим запасом, що природно призведе до підвищення вартості й габаритів апарату.

У зв'язку з цим метою досліджень даного підрозділу є створення уточнених методик розрахунку комутаційних перенапруг в гібридних

контакторах при вимиканні кіл як змінного, так і постійного струму, а також розробка вдосконалених методик розрахунку елементів кіл захисту від цих перенапруг.

3.3.1. Комутаційні перенапруги в гібридних контакторах змінного струму і їх розрахунок

Комутаційні перенапруги, які виникають при вимиканні гібридними контакторами змінного струму активно-індуктивних кіл, у першу чергу обумовлені процесами, що протікають в СНП цих контакторів при їх вимиканні. Як показано в розділі 1, СНП в процесі вимикання не відразу відновлюють замикаючі властивості у зворотному напрямку. Якщо прилад переводиться в непровідний стан під дією зворотної напруги, то протягом певного часу зворотний струм зростає до значення, що значно перевищує статичний зворотний струм, і протягом цього часу прилад не здатний сприймати зворотну напругу.

Процес зворотного відновлення (рис. 3.10) умовно можна поділити на два етапи: до моменту досягнення зворотним струмом максимального значення і далі до встановлення статичного зворотного струму (на рис. i_{rr} – струм зворотного відновлення, I_{RM} – амплітуда зворотного струму).

Таким чином час зворотного відновлення t_{rr} складається з часу запізнювання зворотної напруги t_s , протягом якого СНП ще знаходиться у провідному стані, і часу спаду зворотного струму t_f , а заряд відновлення Q_{rr} – з заряду запізнювання Q_s і залишкового заряду Q_f .

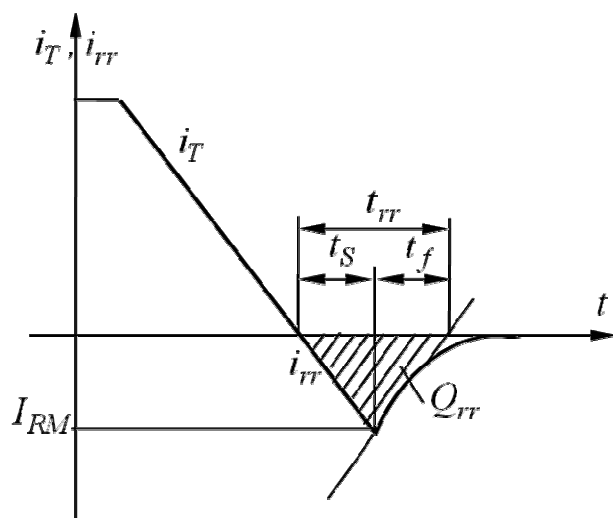


Рис. 3.10 - Характеристика процесу зворотного відновлення СНП

У відповідності з [63, 90-92] час зворотного відновлення і заряд відновлення при незначному опорі кола комутації і малих швидко-

стях спаду струму СНП, що має місце в гібридних контакторах змінного струму, пов'язані між собою співвідношеннями

$$I_{RM} = \sqrt{2Q_{rr} \left(-\frac{di_T}{dt} \right)}; \quad (3.16)$$

$$t_{rr} = \frac{I_{RM}}{\left(-\frac{di_T}{dt} \right)}; \quad t_f \ll t_S,$$

де $\frac{di_T}{dt}$ – швидкість зміни зворотного струму.

В процесі спаду зворотного струму на часовому відрізку t_f і виникають комутаційні перенапруги, обумовлені енергією, яка була запасена в індуктивних елементах комутаційного кола при дії струму I_{RM} . Для їх обмеження застосовуються, як було зазначено раніше, захисні RC -кола, включені паралельно СНП, в які комутується зворотний струм з кола СНП. Крім того, зазначені кола знижують швидкість зростання перенапруг, що також покращує умови роботи СНП [1, 91, 92].

Для вибору параметрів елементів захисного RC -кола необхідно перш за все досліджувати перехідний процес на СНП гібридних ключів при шунтуванні їх RC -колом з урахуванням розглянутого процесу вимикання СНП, а потім вже на підставі прийнятих обмежень за рівнем перенапруг знайти характерні залежності, що дозволяють обґрунтовано вибирати параметри цих кіл. $L_e R_e U_{em}$

Оскільки НК гібридних контакторів змінного струму виконуються в основному на тиристорах, то на еквівалентній схемі для розрахунку параметрів захисного кола (рис. 3.11) як СНП розглядаються потужні тиристори (на рис. $U_{eB} = U_{em} \sin(\omega t + \varphi)$ – напруга, що віднов-

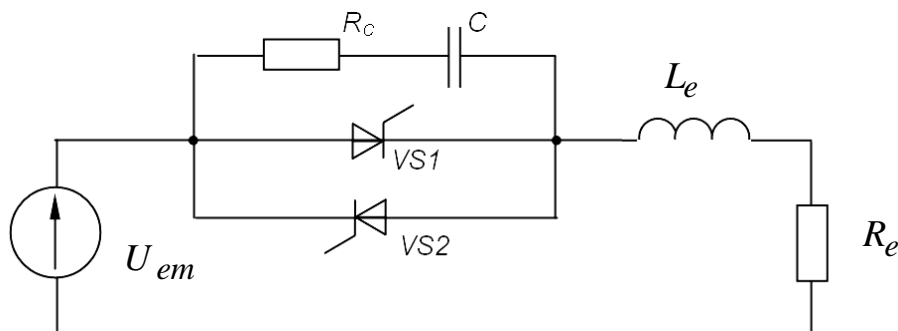


Рис. 3.11 - Еквівалентна схема для розрахунку параметрів захисного RC -кола
люється, де U_{em} – амплітуда еквівалентної напруги, що прикладається до НК у момент проходження струму в його колі через нуль і

$\varphi = \arctg \frac{\omega L_e}{R_e}$; R_C та C – опір та ємність захисного RC -кола; L_e та R_e

– еквівалентні індуктивність та опір кола, яке розмикається).

Значення U_{em} , L_e , R_e для різних схем трифазних НК (рис 3.4) обґрунтовані в [1] й наведені в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Значення U_{em} , L_e , R_e для різних варіантів виконання трифазних силових гібридних ключів

Варіант виконання	U_{em}	L_e	R_e
Рис. 3.4, а	$\sqrt{2}U_{\Phi}$	$L_{\Phi H}$	$R_{\Phi H}$
Рис. 3.4, б	$1,5 \cdot \sqrt{2}U_{\Phi}$	$1,5L_{\Phi H}$	$1,5R_{\Phi H}$
Рис. 3.4, в	$\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}U_{\Phi}$	$2L_{\Phi H}$	$2R_{\Phi H}$
Рис. 3.4, г	$\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}U_{\Phi}$	$2L_{\Phi H}$	$2R_{\Phi H}$

На рис. 3.12 наведена осцилограма процесу вимикання тиристора, шунтованого RC -колом (на рис. i_T – миттєве значення струму через тиристор, u_T – напруги на тиристорі, u_{eB} – напруги, що відновлюється). З осцилограми струму виходить, що вимикання тиристора відбувається не у момент проходження струму через нуль, а після протікання через тиристор зворотного струму протягом часу t_{rr} (при цьому $t_f \rightarrow 0$).

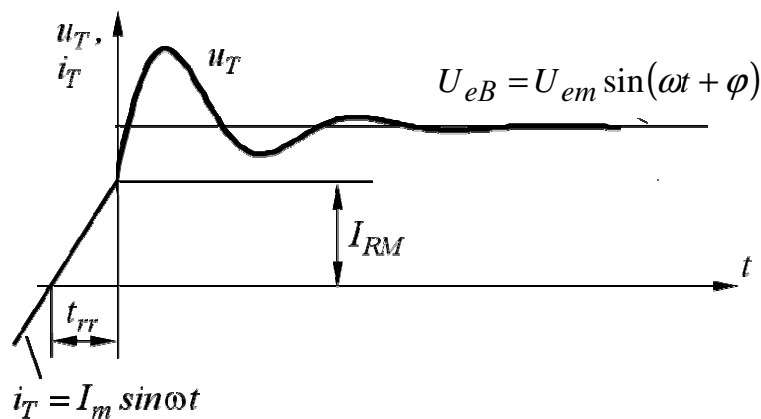


Рис. 3.12 - Осцилограма процесу вимикання тиристора

Оскільки швидкість спаду струму в тиристорі при проходженні його через нуль дорівнює $\frac{di_T}{dt} = I_m \omega$ (I_m – амплітуда струму, що вимикається), то у відповідності до (3.16)

$$I_{RM} = \sqrt{2Q_{rr} I_m \omega}. \quad (3.17).$$

Значення Q_{rr} для конкретних груп типів тиристорів залежить від швидкості спаду струму в їхньому колі й наведені в довідковій літературі у вигляді відповідних графічних залежностей.

Для спрощення розрахунку значень I_{RM} була проведена апроксимація графічних залежностей $Q_{rr} = f\left(\frac{di}{dt}\right)$ для груп типів тиристорів, які можуть бути застосовані при створенні гібридних контакторів змінного струму ($Q_{rr}^* = f\left(\frac{di}{dt}\right) = \frac{Q_{rr}}{Q_{rr0}}$ – заряд зворотного відновлення у відносних одиницях, де Q_{rr0} – довідкове значення заряду зворотного відновлення, отримане при $\frac{di}{dt} = 5 \frac{A}{мкс}$) [91]. Результати апроксимації у вигляді аналітичних виразів наведені в табл. 3.4.

Таблиця 3.4 – Результати апроксимації

Групи типів тиристорів	$Q_{rr}^* = f\left(\frac{di}{dt}\right)$
T142-63, T142-80 – 1-а група	$Q_{rr}^* = 0,269 \left(1 - e^{-0,052 \cdot \frac{di}{dt}}\right) + 1,079 \left(1 - e^{-0,425 \cdot \frac{di}{dt}}\right)$
T151-100, T161-125, T161-160, T171-200, T171-250, T171-320 – 2-а група	$Q_{rr}^* = 1,252 \left(1 - e^{-0,023 \cdot \frac{di}{dt}}\right) + 1,164 \left(1 - e^{-0,23 \cdot \frac{di}{dt}}\right)$
T123-200, T123-250, T123-320, T133-320, T133-400, T143-400, T143-500, T143-630, T153-630, T153-800, T253-800, T253-1000, T253-1250 – 3-я група	$Q_{rr}^* = 1,994 \left(1 - e^{-0,038 \cdot \frac{di}{dt}}\right) + 0,932 \left(1 - e^{-0,278 \cdot \frac{di}{dt}}\right)$
Вираз для універсальної кривої для наведених вище груп типів тиристорів	$Q_{rr}^* = 1,252 \left(1 - e^{-0,027 \cdot \frac{di}{dt}}\right) + 1,084 \left(1 - e^{-0,299 \cdot \frac{di}{dt}}\right)$

На рис. 3.13 наведені криві зміни заряду зворотного відновлення у відносних одиницях залежно від швидкості спаду струму для вказаних груп типів тиристорів. При цьому криві 1, 2 та 3 отримані на підставі виразів, наведених в табл. 3.4 для відповідних груп тиристорів, а 4 – усереднена крива для цих груп.

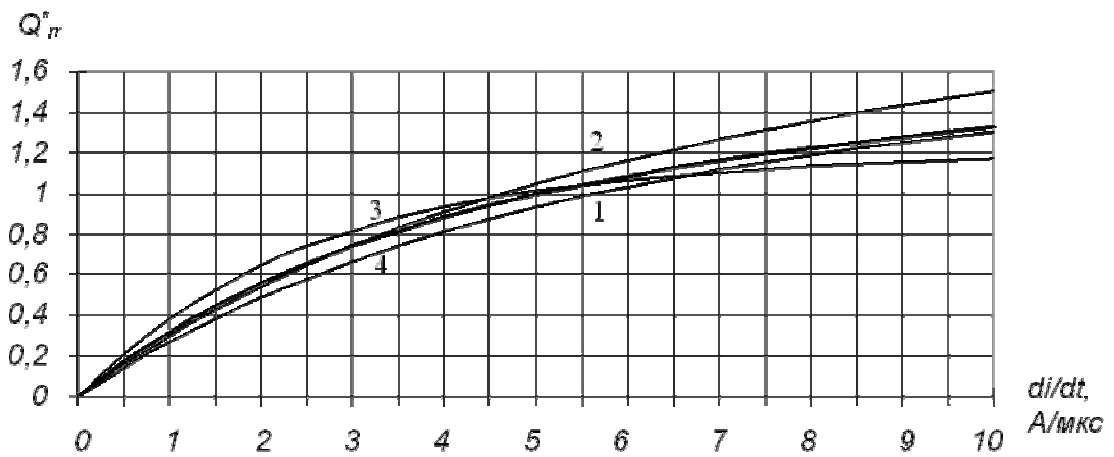


Рис. 3.13 - Графіки залежностей $Q_{rr}^* = f\left(\frac{di}{dt}\right)$, одержані методом апроксимації для груп типів тиристорів: 1 – 1-а група; 2 – 2-а група; 3 – 3-я група; 4 – усереднена крива

Найбільше відхилення серед залежностей 1, 2 та 3 від усередненої складає 1,7 % при $\frac{di}{dt} = 5 \frac{A}{мкс}$, а при $\frac{di}{dt} = 10 \frac{A}{мкс}$ до 10 %. Такі відхилення при визначенні значення Q_{rr} дозволяють розраховувати амплітуду зворотного струму з незначною похибкою (менше 5 %), що цілком допустимо при розрахунку максимального значення перенапруги на тиристорі [91]. На рис. 3.14 показані залежності амплітуди зворотного

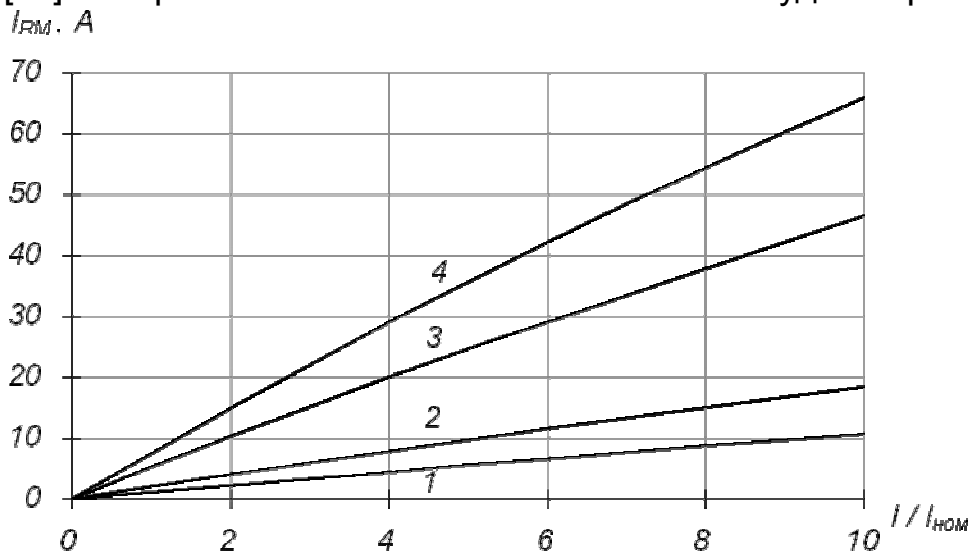


Рис. 3.14 - Залежність амплітуди зворотного струму I_{RM} від кратності струму для різних груп тиристорів: 1 – T161-160, $I_{НОМ} = 160$ А; 2 – T171-250, $I_{НОМ} = 250$ А; 3 – T143-400 $I_{НОМ} = 400$ А; 4 – T153-630, $I_{НОМ} = 630$ А

струму від відношення струму, що вимикається, до номінального для тиристорів типу T161-160, T171-250, T143-400, T153-630, розраховані за допомогою виразу (3.17).

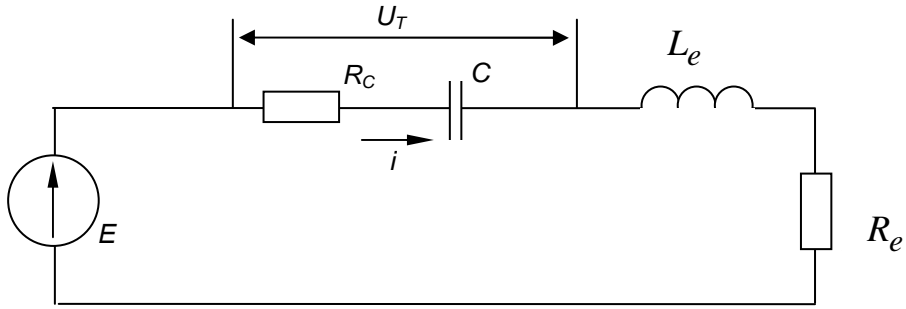


Рис. 3.15 - Схема еквівалентного кола у процесі вимикання тиристора

Розглянемо перехідний процес на тиристорах НК гібридного контактора при відключенні активно-індуктивного кола при шунтуванні його RC -колом (рис. 3.15).

Цей процес у відповідності до [82] зображується наступним рівнянням:

$$L_e \frac{di}{dt} + R_C i + \frac{1}{C} \int i dt = E, \quad (3.18)$$

де $E = kU_{em} \cdot \sin \varphi$ – напруга, що відновлюється;

$k = \frac{U_\Phi}{U_{\Phi_{ном}}}$ – величина відхилення фазної напруги від номінальної.

При цьому нехтуємо опором навантаження, тому що він значно менше активного опору шунтуючого кола, а також прийемо, що протягом перехідного процесу напруга мережі не змінюється. Правомірність цих допущень показана в [1].

Після відповідних перетворень (3.18) з урахуванням $\alpha = \frac{R_C}{2L_e}$,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL_e}}, \quad \omega_{св} = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \text{ одержимо}$$

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\alpha \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0, \quad (3.19)$$

де початковими умовами цього перехідного процесу є значення струму в колі тиристора і швидкості його зростання у момент часу t_{rr} :

$$i(0) = I_{RM},$$

$$\frac{di}{dt}(0) = \frac{E - R_C \cdot I_{RM}}{L_e}.$$

При захисті тиристорів від комутаційних перенапруг RC -колами перехідний процес в контурі може носити коливальний, аперіодичний або критичний характер залежно від співвідношення параметрів шунтуючого RC -кола. Раніше в літературі [1] розглядався тільки ко-

ливальний процес, при якому швидкість наростання напруги найбільша. Параметри шунтуючого тиристор RC -кола вибиралися такими, щоб не виходити за його межі, що було пов'язано з малою здатністю тиристорів колишнього покоління витримувати високу швидкість зростання напруги на них. В даний час масово виробляються тиристори, для яких швидкість зростання напруги не є визначальним параметром, що дозволяє, враховуючи будь-який характер перехідного процесу, значно розширити діапазон вибору параметрів шунтуючого RC -кола при будь-якому характері перехідного процесу в колі. У додатку В наведена коротка характеристика цих процесів.

За допомогою ЕОМ були розраховані в середовищі Mathcad максимальні значення перенапруг і швидкостей зростання напруг на тиристорах при різних параметрах навантаження і шунтуючого RC -кола. Програма розрахунків наведена у додатку Г. Аналіз результатів розрахунку показав, що максимальні значення перенапруг і швидкостей їх зростання при фіксованих параметрах захисного RC -кола матимуть місце при відключенні контактором граничних струмів з мінімально допустимим $\cos \varphi_H = 0,3$. Для ілюстрації цього положення на рис. 3.16 наведені графічні залежності $\frac{U_{T \max}}{E} = f(R_C, C)$

і на рис. 3.17 $\left(\frac{du_T}{dt} \right)_{\max} = f(R_C, C)$ для тиристора типа Т153-630 при комутації ним струмів 630 і 6300 А з $\cos \varphi_H = 0,3$. При цьому було також встановлено, що для вибору прийнятних параметрів захисного RC -кола з малими часовими витратами більш зручно використовувати залежність цих величин у вигляді табличних даних (див., наприклад, табл. 3.5 та табл. 3.6).

В таблиці 3.7 наведені розраховані за вищезазначеною методикою параметри захисного RC -кола, які забезпечують прийнятний полторократний рівень перенапруг, при використанні найпоширенішого варіанту НК з двома зустрічно-паралельно включеними тиристорами (рис. 3.4, б).

Таблиця 3.5 - Значення $\frac{U_{T \max}}{E}$ при різних параметрах RC -кола для тиристора Т153-630 ($\cos \varphi = 0,3$, струм, що вимикається, 6300 А)

$\begin{matrix} C, \text{ мкФ} \\ R_C, \text{ Ом} \end{matrix}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
10	3,77	2,79	2,36	2,12	1,96	1,84	1,75	1,68	1,62	1,58
20	3,51	2,76	2,57	2,57	2,57	2,57	2,57	2,57	2,57	2,57
30	3,89	3,85	3,85	3,85	3,85	3,85	3,85	3,85	3,85	3,85
40	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13	5,13
50	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42	6,42
60	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70	7,70
70	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98	8,98
80	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27	10,27
90	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55	11,55
100	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84	12,84

Таблиця 3.6 - Значення $\left(\frac{du_T}{dt} \right)_{\max}$ у В/мкс на тиристорі Т153-630

($\cos \varphi = 0,3$, струм, що вимикається, 6300 А) при різних параметрах RC -кола

$\begin{matrix} C, \text{ мкФ} \\ R_C, \text{ Ом} \end{matrix}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
10	319,0	154,0	99,2	71,7	55,3	44,3	36,4	30,5	26,0	22,3
20	225,0	60,7	5,8	1,5	0,6	0,3	0,1	0,0	0,0	0,0
30	49,1	3,2	0,7	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
40	9,4	1,0	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
50	4,7	0,3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
60	2,5	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
70	1,3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
80	0,7	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
90	0,3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
100	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0

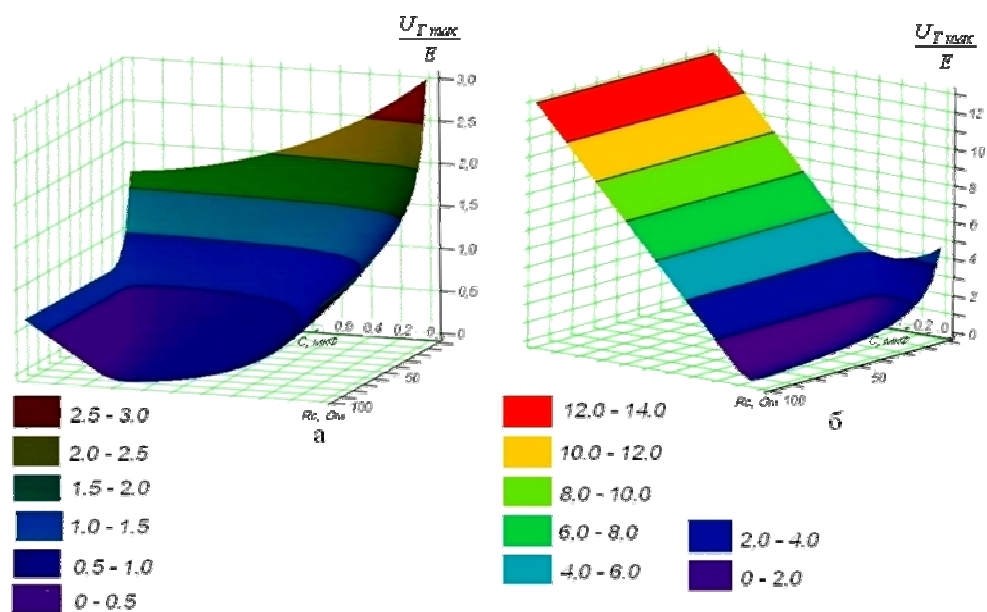


Рис. 3.16 - Графік залежності $\frac{U_{Tmax}}{E}$ від параметрів захисної RC-кола (тиристор типу T153-630): а – струм, що вимикається, 630 А; б – струм, що вимикається, 6300 А

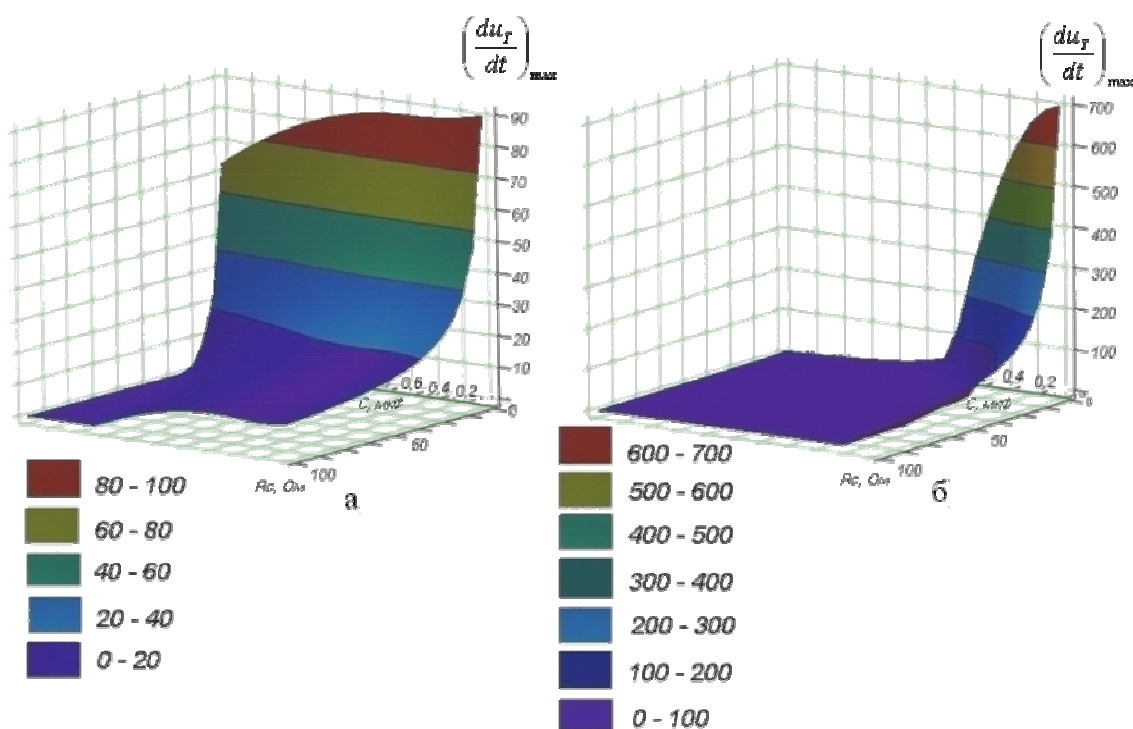


Рис. 3.17 - Графік залежності $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{max}$ на тиристорі від параметрів захисного RC-кола(тиристор типу T153-630): а – струм, що вимикається, 3780 А; б – струм, що вимикається, 6300 А

Таблиця 3.7 – Параметри захисного RC -кола для різних значень номінальних струмів контактора ($\cos\varphi_H = 0,3$, струм, що комутується, – $10I_{ном}$)

Номінальний струм контактора, А	Тип тиристора та його клас	R_C , Ом	C , мкФ	$\frac{U_{T\max}}{E}$	$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$, В/мкс
160	T161-160-8	62	0,5	1,43	18,6
250	T171-250-8	40	0,5	1,51	12,0
400	T143-400-9	15	1,5	1,59	18,6
630	T153-630-9	10	2,0	1,58	24,0

З даної таблиці виходить, що навіть для цих достатньо високих рівнів перенапруг необхідно застосовувати конденсатори, розраховані на роботу в колах змінного струму з відносно великими ємностями. Як відомо, такі конденсатори мають високу вартість і великі габарити, що поза сумнівом позначається на масогабаритних і вартісних показниках контактора. При цьому бачимо, що рівень максимальних швидкостей зростання перенапруг істотно нижче допустимих рівнів для сучасних тиристорів, для яких цей показник знаходиться в діапазоні 320 – 1000 В/мкс.

У зв'язку з цим пропонується використовувати додатково із захисним RC -колом ще й нелінійний обмежувач перенапруг (ОПН), у якості якого може бути використаний варистор або зустрічно включені стабілітрони (рис. 3.18). Це дозволить істотно понизити ємність конденсатора при забезпеченні прийнятного рівня перенапруг, а також підвищити стійкість схеми до дій зовнішніх перенапруг. У даний час найенергоємнішими є ОПН на основі оксидно-цинкових варисторів (CH2-2, PNC-60) [1].

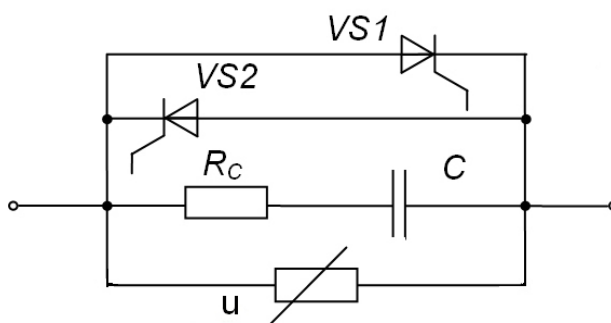


Рис. 3.18 - Варіант захисного RC -кола з варистором

Такі прилади мають високу швидкодію і нелінійну вольт-амперну характеристику (ВАХ), забезпечують ефективний захист НК від перенапруг на заданому рівні за рахунок поглинання значної частки енергії, накопиченої в індуктивності мережі, яка вимикається. В нашому

випадку найбільш доцільно вмикати варистор паралельно захисному RC-колу.

Перевагами варисторного ОПН є: простота схемної реалізації, малі габарити й маса, покращені захисні характеристики (стабільність рівня обмеження перенапруг і протікання струму через ОПН тільки на стадії обмеження перенапруги), низька вартість. Аналіз процесу обмеження перенапруги на НК варисторним ОПН (СН2-2) розглянемо за допомогою еквівалентної розрахункової схеми (рис. 3.19), яка є модифікацією схеми (рис. 3.18).

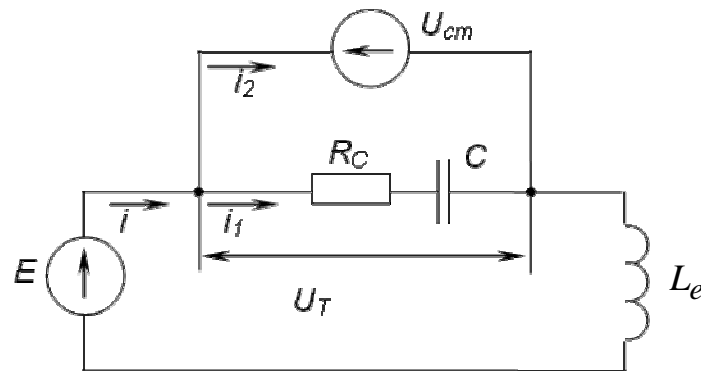


Рис. 3.19 - Еквівалентна розрахункова схема

При розрахунку захисних характеристик варистора СН2-2 звичайно апроксимують його ВАХ ($U_B = f(I)$) з достатньою для інженерних розрахунків точністю (похибка менше 10 %) виразом [2]

$$U_B = U_{cm},$$

де U_{cm} – напруга на варисторі при протіканні струмів, близьких до комутованого (в нашому випадку до I_{RM}).

При цьому U_{cm} варистора вибирається з урахуванням наступних умов [2]:

$$U_{cm} = (1,5 - 2)U_{\Phi m}k \geq E; \quad U_{\Phi m}k \leq 0,85U_{кл},$$

де $U_{кл}$ – класифікаційна напруга варистора, дорівнює напрузі на ньому при струмі 1 мА.

Аналіз показує, що при лінійній напрузі мережі $U_{Л} = 380$ В ($k = 1,1$) і НК, виконаному за варіантом рис. 3.4, б, найбільш повно задовольняє поставленим вище умовам варистор СН2-2-470 В.

Перехідний процес в даній розрахунковій схемі під час пробною варистора описується наступною системою рівнянь [82]:

$$\begin{cases} L_e \frac{di}{dt} = E - U_{cm} \\ i_1 R_C + \frac{1}{C} \int i_1 dt = U_{cm} \\ i = i_1 + i_2 \end{cases} ,$$

або після перетворень

$$\begin{cases} L_e \frac{di}{dt} - i_2 R_\partial = E - U_{cm} \\ R_C C \frac{di_1}{dt} + i_1 = 0 \\ i = i_1 + i_2 \end{cases} . \quad (3.20)$$

До пробною варистора ($i_2 = 0$) перехідний процес в даній схемі описується рівнянням (3.18) і всі його розв'язки, наведені вище, можуть бути використані для розрахунків на цьому етапі.

У зв'язку з цим початкові умови для розв'язання системи рівнянь (3.20) визначатимуться у момент часу t_0 , при якому напруга на тиристорі $u_T(t)$ досягає напруги U_{cm} , тобто, слід розв'язати рівняння $u_T(t_0) = U_{cm}$.

Нижче, як приклад, записані початкові умови для коливального процесу [91]:

$$i(0) = i_1(0) = I_0 = \left[I_{RM} \cos \omega_{c\partial} t_0 + \frac{E - R_C I_{RM}}{\omega_{c\partial} L_e} \left(1 + \frac{\alpha k_1}{\omega_0} \right) \sin \omega_{c\partial} t_0 \right] e^{-\alpha t_0} ,$$

де t_0 знаходиться з рівняння

$$U_{cm} = E - (E - R_C I_{RM}) e^{-\alpha t_0} \left[\cos \omega_{c\partial} t_0 - \frac{\alpha + \omega_0 k_1}{\omega_{c\partial}} \sin \omega_{c\partial} t_0 \right] ;$$

$$U_C(0) = U_{cm} - I_0 R_C ; \quad \frac{di}{dt}(0) = \frac{E - U_{cm}}{L_e} .$$

Аналогічно можна записати початкові умови і для інших видів перехідного процесу [91].

Після нескладних перетворень одержимо наступне рівняння системи (3.20) $i_1 = I_0 e^{-t/\tau}$, $i_2 = \frac{E - U_{cm}}{L_e} t + I_0 (1 - e^{-t/\tau})$,

де $\tau = R_C C$.

Максимальне значення струму через варистор I_{2m} визначається з виразу $I_{2m} = \frac{E - U_{cm}}{L_e} t_m + I_0(1 - e^{-t_m/\tau})$,

де $t_m = \tau \ln \frac{L_e I_0}{(U_{cm} - E)\tau}$ – час, при якому i_2 максимально.

Знаючи величину I_{2m} , зможна визначити за допомогою ВАХ варистора СН2-2 (см., наприклад, [2]) напругу на ньому U_{cm} , яка і буде відповідати максимальній перенапрузі на тиристорі НК, тобто $\frac{U_{T \max}}{E} = \frac{U_{cm}}{E}$.

Значення U_{cm} , також зможна визначити, скориставшись наступною аналітичною залежністю, яка з високим ступенем точності апроксимує ВАХ варистора [2]

$$I_{2m} = a U_{2m}^\alpha,$$

де $\alpha = \frac{2,3}{\ln\left(\frac{U_{10}}{U_{кл}}\right)}$ – коефіцієнт нелінійності (U_{10} – напруга при

струмі 10 мА), значення якого для варисторів типу СН2-2 лежить в діапазоні 32–34;

a – стала, значення якої залежить від розмірів варистора (для СН2-2 $a = 5 \cdot 10^{-34}$).

Аналіз результатів розрахунку $\frac{du_T}{dt}$ на проміжку часу $(0 - t_0)$, показує, що $\frac{du_T}{dt}$ на цьому відрізку змінюється незначною мірою. Тому

найбільш доцільно максимальне значення $\frac{du_T}{dt}$ знаходити на рівні $U_T = U_{cm}$, де дія на тиристор цього фактора максимальна [1, 61].

$$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max} = (E - R_C I_{RM}) e^{-\alpha t_0} \left((2\alpha + \omega_0 k_1) \cos \omega_{c\theta} t_0 + \frac{\omega_{c\theta}^2 - \alpha(\alpha + \omega_0 k_1)}{\omega_{c\theta}} \cdot \sin \omega_{c\theta} t_0 \right),$$

при цьому R_C повинне знаходитись в діапазоні $0 < R_C < \frac{E}{I_{RM}}$.

І нарешті, енергія, яка виділяється у варисторі при перенапру-
гах, знаходиться з виразу

$$W = \int_0^{t_1} i_2 U_C dt = \frac{E - U_{cm}}{L_e} U_{cm} \frac{t_1^2}{2} + I_0 U_{cm} (t_1 + \tau e^{-t_1/\tau}),$$

де t_1 – час, коли струм i_2 змінює знак, тобто варистор вимикається,
знаходиться з рівняння $\frac{E - U_{cm}}{L_e} t_1 + (1 - e^{-t_1/\tau}) I_0 = 0$.

Результати розрахунків, виконаних на ЕОМ в середовищі Mathcad за допомогою запропонованої вище методики, наведені для гібридних контакторів на різні номінальні струми й номінальну напругу 380 В (виконання НК за варіантом рис. 3.4, б) в табл. 3.8. Програма розрахунку наведена у додатку Г. При цьому розглянутий найгірший випадок, коли контактор комутує граничний струм ($I = 10I_{ном}$) при $\cos \phi_H = 0,3$ [93].

Таблиця 3.8 – Результати розрахунків параметрів захисного RC-кола із застосуванням варисторів

Номінальний струм контактора, А	Тип тиристора і його клас	Тип варистора	Параметри RC-кола		$\frac{U_{Tmax}}{E}$	$\left(\frac{di_T}{dt}\right)_{max}$ В/мкс	W, Дж
			R_c , Ом	C, мкФ			
160	T161-160-7	CH2-2-470B	22,0	0,05	1,19	217,0	0,301
250	T171-250-7	CH2-2-470B	15,0	0,1	1,18	184,0	0,476
400	T143-400-7	CH2-2-470B	10,0	0,15	1,23	304,0	1,464
630	T153-630-7	CH2-2-470B	5,1	0,22	1,25	320,0	1,757

Аналіз наведених в табл. 3.8 результатів розрахунку показує, що сумісне застосування захисного RC-кола і варистора дозволяє в порівнянні з традиційною схемою захисту зменшити ємність конденсатора вдесятеро, а значить і результуючий струм витоку у вимкненому стані апарату, знизити клас тиристорів, які використовуються в контакторах до 7, а також підвищити їхню стійкість до дії зовнішніх перенапруг. Вживання ж малогабаритного і недорогого варистора, працюючого в полегшеному режимі, практично не знижує надійність роботи пристрою, його масогабаритні й вартісні показники [93].

Таким чином дослідження показали, що в розроблених гібридних контакторах змінного струму для захисту їх НК від перенапруг необхідно застосовувати захисне RC-коло з паралельно включеним варистором.

3.3.2. Способи обмеження комутаційних перенапруг в гібридних контакторах постійного струму та їх розрахунок

В гібридних контакторах як змінного, так і постійного струму, комутаційні перенапруги обумовлені запасеною енергією в індуктивностях мережі та навантаження на момент комутації. Проте, у зв'язку з тим, що цей контактор вимикає коло при повному струмі навантаження, причому практично миттєво, запасена енергія буде істотно більшою, і шунтувати її буде складніше [94].

Аналіз різних способів демпфування комутаційних перенапруг у колах силових комутаційних апаратів постійного струму, наведених у [1, 2, 16, 78], показав, що в гібридних контакторах постійного струму, виконаних з використанням повністю керованих СНП, для обмежень перенапруг до рівня, встановленого для цього класу апаратів (не більш $2,5U_{ном}$), найбільш доцільно енергію, запасену в індуктивності навантаження, розсіювати за допомогою зворотного діода, увімкненого паралельно навантаженню, а енергію, запасену в індуктивності мережі – на енергоємних варисторах, включених на вході контактора. Використання для цих кіл конденсаторів з великою ємністю не прийнятне через їх великі габарити, високу вартість і низьку надійність [1, 2].

Схема вмикання наведених обмежувачів перенапруг (ОП) наведена на рис. 3.20, де L_H, R_H – індуктивність та активний опір навантаження, L_e і R_e – еквівалентні індуктивність і активний опір мережі.

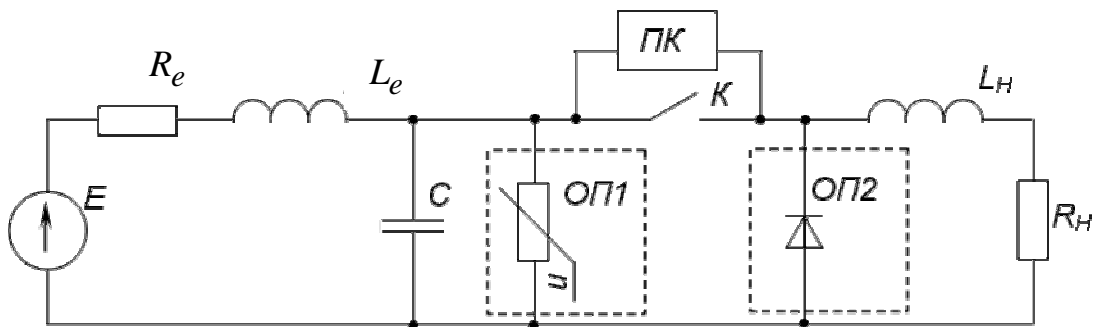


Рис. 3.20 - Схема вмикання обмежувачів перенапруг

Параметри R_e і L_e обираються в режимі граничного струму к.з. у колі контактора:

$$R_e = \frac{U_{ном} \cdot 1,1}{I_{кз \max}}, \quad L_{кз} = L_e = \tau R_e,$$

де $I_{кз \max}$ – максимально допустимий струм к.з.; τ – постійна часу кола к.з. ($\tau = 0,01$ с).

Паралельно ОП1 у цій схемі підключений конденсатор С, який обмежує швидкість наростання комутаційної перенапруги на СНП НК у момент розриву струму навантаження. Величина ємності цього конденсатора визначається з очевидного виразу

$$C = \frac{I_{\max}}{\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\text{крит}}}, \quad (3.21)$$

де I_{\max} – максимально допустимий комутований струм у режимі рідкісних комутацій контактора (як правило $I_{\max} = 4I_{\text{ном.р}}$);

$I_{\text{ном.р}}$ – номінальний робочий струм (як правило $I_{\text{ном.р}} = 0,6I_{\text{ном}}$);

$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\text{крит}}$ – максимально допустима швидкість зростання напруги на СНП.

Параметри варисторів, застосованих в ОП1 повинні задовольняти нерівностям [94]

$$\begin{cases} W_{\text{см.мах}} < W_{\text{см.дон}} \\ I_{\text{см.мах}} < I_{\text{см.дон}} \\ t_{\text{см}} < t_{\text{дон}} \\ U_{\text{кл}} \geq \frac{U_{\text{ном}}}{0,85} \cdot 1,1 \end{cases}, \quad (3.22)$$

де $t_{\text{см}}$ – тривалість струму варистора;

$I_{\text{см.дон}}, t_{\text{дон}}$ – допустимі амплітуда й тривалість імпульсу струму варистора, при яких його енергія $W_{\text{см}}$ не перевищує допустиму $W_{\text{см.дон}}$;

$W_{\text{см.мах}}$ – максимальна енергія, яка виділяється у варисторі;

$I_{\text{см.мах}}$ – максимальний струм варистора.

Для реальних параметрів контуру комутації гібридного контактора постійного струму величини $I_{\text{см}}$ і $W_{\text{см}}$ можуть значно перевищити допустимі $I_{\text{см.дон}}$ і $W_{\text{см.дон}}$. Наприклад, для контактора на $I_{\text{ном}} = 630 \text{ А}$, максимальний комутований струм $I_{\text{ком}}$ у колі в режимі рідкісних комутацій дорівнює $4I_{\text{ном.р}}$, тому при $I_{\text{ном.р}} = 0,6I_{\text{ном}}$,

$L_e = 0,5 \text{ мГн}$, запасена енергія в мережі $\frac{L_e I_{\text{ком}}^2}{2} = 571 \text{ Дж}$, у той же час, як у варисторів серії СН2-2 $W_{\text{см.дон.}} \leq 150 \text{ Дж}$, а у ВС2-2 $W_{\text{см.дон.}} = 350 \text{ Дж}$ [2].

Для збільшення допустимої енергії ОП1 використовується послідовно-паралельне з'єднання варисторів [1]. Такий ОП (рис. 3.21) містить n паралельних гілок, кожна з яких складається з m послідовно з'єднаних варисторів $RU1-RUm$ і одного баластного резистора R_{δ} , який вирівнює струми в паралельних вітках.

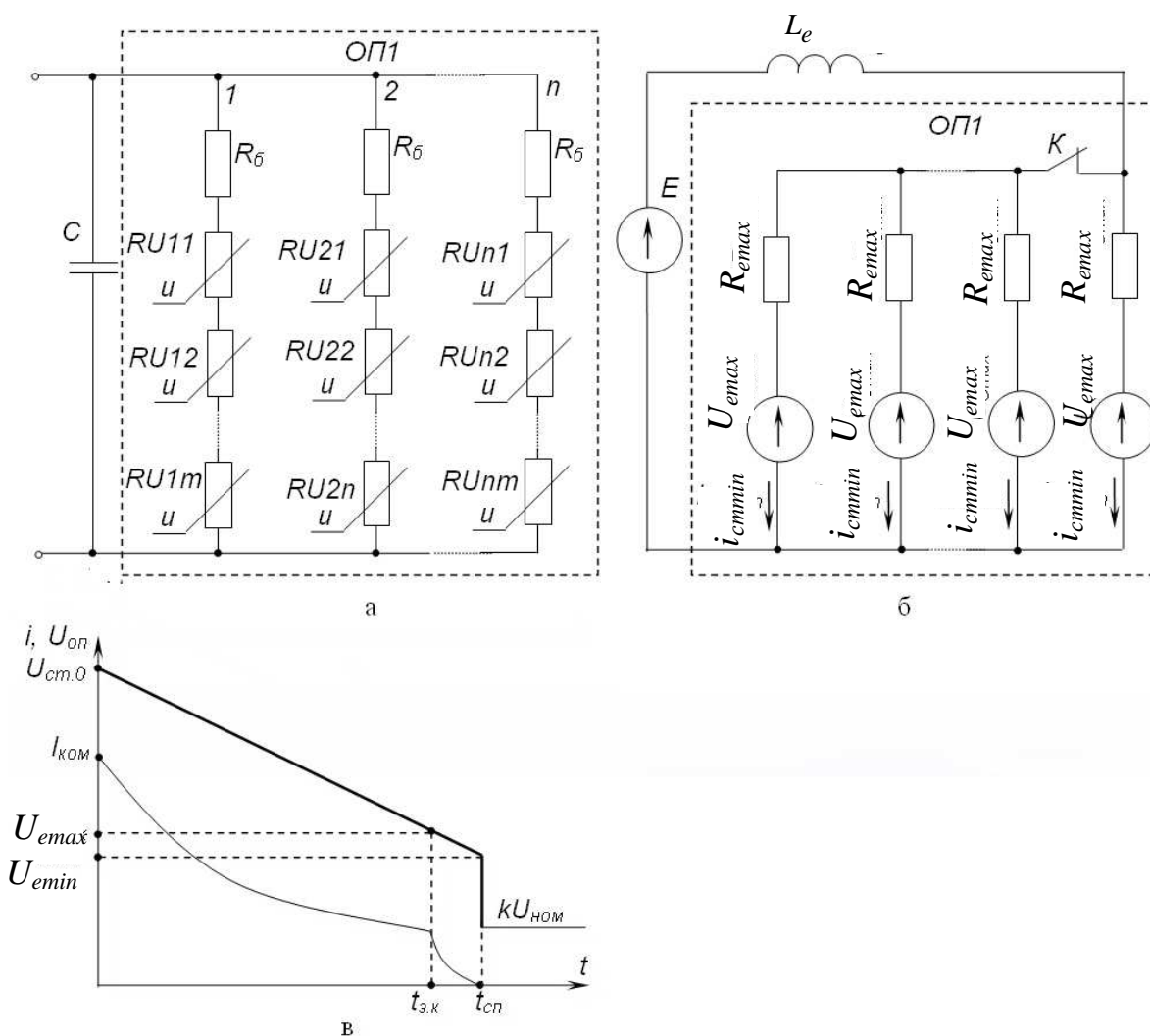


Рис. 3.21 - Обмежувач перенапруг: з паралельно-послідовним з'єднанням варисторів (а); розрахункова схема заміщення контуру комутації з ОП (б); діаграма її роботи (в)

Розрахунок максимальної енергії, що виділяється в одному варисторі ОП на рис. 3.21, а, виконується для граничного випадку нерівномірності струморозподілу в паралельних вітках, якому відповідає встановлення в $(n-1)$ -й вітці елементів з максимальними значеннями параметрів, а в n -й вітці – з мінімальними.

При цьому струми в $(n-1)$ -й вітці будуть мінімальні, а струм в n -й вітці – максимальним. Очевидно, що і енергія, що виділяється в одному варисторі, пропорційна квадрату струму [1, 2], буде максимальною для варистора, встановленого в n -й вітці з максимальним струмом.

Розрахункова схема заміщення контуру комутації з ОП1 (рис. 3.21,а), який має заданий розподіл струму, на стадії обмеження перенапруги має вигляд (без урахування струму конденсатора С ОП1, який через малу величину його ємності практично не впливає на розподіл струму в ОП1 [94]), наведений на рис. 3.21,б, де L_e – еквівалентна індуктивність контуру комутації ($L_e = L_{кз}; R_e \approx 0$); $R_{e\max} = mR_{\partial.\max} + R_{\delta.\max}$, $U_{e\max} = mU_{cm.\max}$ – еквівалентні максимальні опори і напруги $(n-1)$ -ої вітки з мінімальними струмами $i_{cm.\min}$; $R_{e\min} = mR_{\partial.\min} + R_{\delta.\min}$, $U_{e\min} = mU_{cm.\min}$ – еквівалентні мінімальні опори й напруги стабілізації n -ої вітки з максимальними струмами $i_{cm.\max}$; $R_{\partial.\max}, R_{\partial.\min}$ – максимальний і мінімальний динамічний опори варисторів; $U_{cm.\max}, U_{cm.\min}$ – максимальна і мінімальна напруга стабілізації варисторів; $R_{\delta.\max}, R_{\delta.\min}$ – максимальний і мінімальний опори баластного резистора; К – ключ, який імітує роботу ОП1 (вимикає вітки зі струмами $i_{c.\min}$ при спаданні напруги на ОП1 u_{on} нижче $U_{e\max}$).

Умовою перетікання струму в ОП є зростання напруги u_{on} до величини $U_{e\min}$, а умовою замкненого стану ключа К і протікання струму у всіх n вітках є виконання нерівності [94]

$$I_{ком} > (U_{e\max} - U_{e\min}) / R_{e\min}. \quad (3.23)$$

Досвід експлуатації варисторів СН2-2 при розсіюванні в них великої енергії, що є в нашому випадку, показав, що значення U_{cm} варистора доцільно вибирати за його ВАХ при струмі $I_{1,0} = 1$ А, при цьому його динамічний опір знаходиться з виразу $R_{\partial} = \frac{U_{\partial 100} - U_{cm}}{I_{100}}$,

де $U_{\partial 100}$ – напруга на варисторі при струмі $I_{100} = 100$ А, а напруга на варисторі U_{∂} – з виразу $U_{\partial} = U_{cm} + I_{\partial} R_{\partial}$.

При виконанні нерівності (3.22) процес, який протікає в схемі заміщення (рис. 3.21, $0 \leq t \leq t_{3,к}$) із замкненим ключем К в інтервалі часу $0 \leq t \leq t_{3,к}$ (рис. 3.21, в) описується системою рівнянь [82, 94]

$$\begin{cases} E = L_e \frac{di}{dt} + u_{on} \\ u_{on} = U_{e\min} + i_{cm.\max} R_{e\min} = U_{e\max} + i_{cm.\min} R_{e\max}, \\ i = i_{cm.\max} + (n-1)i_{cm.\min} \end{cases} \quad (3.24)$$

де u_{on} – напруга на обмежувачі перенапруг;

$E = kU_{ном}$ – максимально допустима ЕДС мережі ($k = 1, 1$).

Розрахунок параметрів захисного кола наведений у додатку Д.

Розрахунок параметрів ОП рис. 3.21,а проводиться з урахуванням виконання обмежень (3.22) при роботі гібридного контактора в режимі рідкісних комутацій і при максимально допустимому струмі к.з., який дорівнює 10 кА (найгірший випадок).

У табл. 3.9 наведені значення параметрів ОП, розраховані на підставі наступної методики [94]:

1. Заздалегідь вибирається тип варистора, який використовується в ОП, основні параметри якого відповідають обмеженням (3.22), а також за допомогою виразу (3.21) визначаємо величину ємності конденсатора, який шунтує ОП.

2. Розраховуємо параметри, необхідні для розрахунку ОП, за умови, що відхилення параметрів, U_{cm} , R_{∂} и R_{ζ} лежить в діапазоні $\pm 5\%$, $R_{\zeta} \approx R_{\partial}$.

3. За допомогою виразу (В.2) визначаємо $I_{cm.max} \leq I_{cm.don}$ (для варистора СН2-2 $I_{cm.don} \leq 120 A, W_{cm.don} \leq 150 Дж$).

4. За допомогою виразу (В.1) по відомих $I_{cm.max}$ і $I_{ком} = 4I_{ном.p}$ знаходимо кількість паралельно увімкнених варисторів n , при цьому n округляється у бік більшого цілого числа. Уточнюємо $I_{cm.max}$ і $U_{в.max}$.

5. За допомогою виразів (В.3), (В.4) і (В.5) визначаємо час протікання струму через варистор (час спаду) $t_{сп}$.

6. За допомогою виразу (В.6) знаходимо максимальну енергію, яка виділяється у варисторі.

7. Якщо будь-який з параметрів варистора не задовольняє прийнятним обмеженням, розрахунок повторюється доти, доки всі параметри варистора не задовольнятимуть вказаним обмеженням (3.22) і (В.2).

Аналіз основних розрахункових параметрів, наведених у табл. 3.9, показує, що застосування недорогих і малогабаритних енергоємних варисторів типу СН2-2 при створенні ОП дозволяє обмежити рівень комутаційних перенапруг до рівня нижче $2,5U_{ном}$ при комутації гібридними контакторами постійного струму граничних струмів, які дорівнюють $4I_{ном.p}$. При цьому навіть у самому навантаженому (за дією на ОП запасеної енергії в мережі) контактормі на $I_{ном} = 630 A$ максимальна енергія, що виділяється в найбільш навантаженому варисторі, втричі менше допустимої, а маса комплектую-

чих виробів, що входять до складу цього ОП, складає менше 0,1 кг при їхній ціні порядку 100 грн.

Для порівняння, наприклад, в раніше розробленому гібридному контакторі КП81-39 ($I_{ном} = 630 A$) його резистивно-ємнісний ОП складається з 14 паралельно увімкнених конденсаторів типу К75-17 (1000 В, 50 мкФ, маса 1,25 кг) [1, 94]. Відповідно маса такого ОП складає не менше 17,5 кг при вартості 1330 грн., тобто на декілька порядків основні показники перевищують аналогічні в розглянутому нами варисторному ОП. Слід також додати, що рівень обмеження перенапруг цим ОП сягає $4,5U_{ном}$, тобто перевищує допустимий для комутаційних апаратів рівень.

Звичайно, у варисторному ОП можуть застосовуватися не тільки варистори типу СН2-2, але й варистори інших виробників, які задовольняють умовам (2.24), наприклад, перспективними в цьому плані є варистори типів SKP6,5.110CA і BYZ50A22.50K39 фірми «Semicron» [63]. Оскільки вони розраховані на $U_{кл} = 6,5 - 110$ В, то їх в ОП необхідно включати послідовно-паралельно, при цьому варистор, що знаходиться в найнесприятливіших умовах роботи, повинен відповідати обмеженням (2.22).

Таким чином, запропонований ОП з послідовно-паралельним включеними варисторами є високонадійним пристроєм, який ефективно забезпечує обмеження комутаційних перенапруг у колах гібридних контакторів постійного струму до рівня нижче $2,5U_{ном}$, і істотно перевершує за масогабаритними і вартісними показниками раніше вживані в гібридних контакторах резистивно-ємнісні обмежувачі перенапруг. Крім того вони дозволять знизити клас керованих СНП, вживаних у НК гібридних контакторів, з 10-го, що було раніше, до 6-го.

Таблиця 3.9 – Розрахункові значення параметрів ОП

Номинальний струм контактора $I_{ном}$, А	Номинальний робочий струм контактора $I_{ном p}$	Максимальний комутуємий струм $I_{ном}$ (у режимі рідкісних комутацій)	Тип варистора	Число паралельно увімкнених варисторів, шт	Максимальний струм варистора $I_{ст max}$, А	Максимальна комутаційна перенапряга $\frac{U_{в max}}{U_{ном}}$	Енергія у варисторі		Тривалість протікання струму через варистор $t_{сн}$, мс	$R_δ$, Ом	C , мкФ
							$W_{ст.min}$, Дж	$W_{ст.max}$, Дж			
100	$0,6 I_{ном}$	$4 I_{ном p}$	CH2-2-330 В	3	103,60	2,22	3,71	6,94	0,32	0,68	1,0
160				5	105,32	2,23	6,33	11,56	0,50		1,6
250				7	117,21	2,30	11,38	19,43	0,75		2,2
400				12	113,37	2,07	17,90	30,97	1,20		3,0
630				18	118,81	2,31	29,90	50,34	1,85		3,9

3.4. Резюме

1. У результаті проведеного аналізу перехідного процесу в колі струму СГК при розмиканні ГК були одержані наступні результати:

- встановлено, що на стадії існування рідкого містка має місце перетікання струму в шунтуюче коло з НК, виконане на базі сучасних СНП. При цьому частка цього струму зростає потроху із зростанням струму, що вимикається, та істотно знижується зі зростанням індуктивності та активного опору шунтуючого кола і прискорення контактів;

- показано, що при струмах, які вимикаються, вище за 500 А при індуктивності $L \leq 0,5 \text{ мкГн}$ та прискореннях $a \leq 200 \frac{\text{м}}{\text{с}^2}$ та

при $R_2' \leq 3 \text{ мОм}$ частка струму, який перетікає на стадії існування рідкого містка може досягати 20 % і навіть більше. Однак, вже при $L \geq 1,0 \text{ мкГн}$, $a \geq 300 \text{ м/с}^2$ и $R_2' \geq 3 \text{ мОм}$, тобто при параметрах, що характерні для контакторів на номінальні струми $I_{\text{ном}} \geq 100 \text{ А}$, частка цього струму стає несуттєвою (менше за 5 %), і тому може не враховуватись при їх розробці;

- отримала розвитку модель процесу перетікання струму в шунтуюче коло, яка пояснює можливість повторних металевих замикань у колі ГК в результаті виникнення голок на поверхні контактів по ходу плям «короткої» дуги через велику швидкість спаду струму в її колі. При цьому показано, що цей процес носить випадковий характер;

- показано, що для зменшення часу перетікання струму в шунтуюче коло необхідно підвищувати напругу в колі «короткої» дуги шляхом зміни матеріалу контактів або їх конструкції, знижувати індуктивність і активний опір шунтуючого кола, а також підвищувати швидкість розмикання ГК.

2. Аналіз навантаження струмом на СНП у різних схемах СГК змінного струму при роботі контактора в режимі нормальних комутацій показав наступне:

- форма кривих струму в тиристорах у сталому режимі не залежить від характеру навантаження, що вимикається;

- тривалість імпульсу струму в процесі роботи безперервно змінюється в межах від 0 до $\frac{\pi}{\omega}$ і носить статистичний характер;

- характер навантаження тиристорів при комутації трифазних кіл значно складніше, ніж при комутації однофазних, при цьому загальним в характері навантаження струмом для всіх схем бездугової комутації трифазних кіл є те, що форма кривих струму у всіх випадках визначається за законом синуса, тобто всі вони в деякій мірі є похідними від форми струму в однофазному режимі;

- у спрощених схемах бездугової комутації трифазних кіл (рис. 3.4, в та г) тиристори більш навантажені, ніж в основній (рис. 3.4,б).

3. При дослідженні навантаження струмом на СНП при відключенні контактором аварійних струмів встановлене наступне:

- найбільш навантаженими будуть СНП СГК при використанні їх в однофазних схемах або у трифазних з нульовим проводом за наступних умов: СГК розмикається у момент початку перехідного аварійного процесу, кут вмикання СНП $\alpha = 0$, напруга фази $U_{\phi} = 0$ і $\cos \varphi_H = 0,3$;

- оскільки, як правило, заздалегідь невідомо, в якій схемі застосовуватиметься СГК, рекомендується граничну перевантажувальну здатність СНП за струмом визначати в найбільш навантаженому режимі.

4. У результаті проведених досліджень комутаційних перенапруг при вимиканні гібридних контакторів і критичного аналізу існуючих способів їх обмеження були отримані наступні результати:

- показано, що існуючі методики розрахунку комутаційних перенапруг не відрізняються необхідною точністю, оскільки в неповній мірі враховують динамічні характеристики СНП, і в першу чергу, залежність процесу зворотного відновлення СНП від швидкості спаду струму в їх колі й високу стійкість сучасних СНП до дії надвисоких швидкостей наростання напруг, а також умови комутації навантаження цими приладами у складі гібридних контакторів;

- показано, що традиційні способи обмеження перенапруг з тих же причин не дозволяють створювати малогабаритні, недорогі й високоефективні обмежувачі перенапруг (ОП);

- запропонований ОП для гібридних контакторів змінного струму, в якому паралельно захисному RC -колу підключений додатково введений варистор, що дозволило на порядок зменшити ємність конденсатора шунтуючого RC -кола і струм витоку СГК, а також істотно (до 30 %) знизити рівень комутаційних перенапруг, що дасть можливість знизити клас СНП (наприклад, в мережах 380 В з десятого до сьомого);

- запропонований ОП для гібридних контакторів постійного струму, в якому замість раніше вживаних імпульсних конденсаторів великої ємності застосовані послідовно-паралельно включені енергоємні варистори, що дозволило на порядок і більше зменшити габарити, масу і вартість ОП, а також знизити клас керованого СНП з десятого до шостого при використанні контактора в мережах з напругою 220 В.

5. Розроблені методики розрахунку дії навантаження струмом і комутаційних перенапруг на СНП були приведені до вигляду, зручного для розрахунків на ЕОМ в середовищі Mathcad і придатні для використання в системах автоматизованого проектування гібридних контакторів.

Розділ 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМУ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ В УМОВАХ ЇХНОЇ РОБОТИ У СКЛАДІ ГІБРИДНИХ КОНТАКТОРІВ

4.1. Стан питання і постановка задачі дослідження

Для раціонального вибору СНП як елемента НК розробникам комутаційних апаратів необхідно враховувати граничні параметри СНП. Система гранично допустимих параметрів ключа поєднує граничні значення напруг і струмів для вхідного й вихідного кіл приладу, які розглянуті у попередньому розділі, а також максимально можливу потужність, що розсіюється, і гранично допустимі температури переходів і корпусу. Останні визначаються властивостями вихідного матеріалу, особливостями структури переходів і конструкції приладу, а також режимом його роботи і є найбільш значущими, оскільки в основному визначають габарити і вартість НК. Тому розрахунок значень цих потужностей і температур при заданих умовах роботи є однією з найважливіших задач, які виникають при розробці й проектуванні комутаційних напівпровідникових апаратів.

СНП, які входять до складу гібридних НК змінного і постійного струму, в основному працюють в імпульсному режимі, при чому форма імпульсу струму може бути довільною при тривалості до 0,02 с [78, 85, 87, 95] і потребує детального аналізу.

Існує два основних метода визначення температури структури СНП: графоаналітичний і аналітичний [1]. В теперішній час для розрахунку температури СНП в імпульсному режимі найбільше розповсюдження одержав перший метод, який заснований на використанні графічної залежності перехідного теплового опору приладу від часу [1, 90, 96, 97]. В [1] розглянуті особливості, які властиві цьому методу, а також основні правила його застосування. Даний метод дозволяє достатньо просто визначати температуру напівпровідникової структури (надалі структури) СНП при дії на них одиничних імпульсів потужності довільної форми. Проте, у зв'язку зі складністю одержання значення перехідного теплового опору в діапазоні малих часів (менше 0,01 с) для СНП в довідкових матеріалах або взагалі не наводиться, або якщо і наводиться, то ця інформація не відрізняється необхідною достовірністю [1].

Аналітичний метод розрахунку теплових характеристик (температури структури) СНП, базується на розв'язку рівнянь нестационарної теплопровідності, складених для внутрішніх елементів конструкції з урахуванням їх взаємозв'язку, геометричних розмірів і характеристик застосованих матеріалів. В загальному випадку нестационарні теплові процеси багатошарових систем, як, наприклад, СНП, описуються системою нелінійних рівнянь в часткових похідних з неоднорідними граничними й початковими умовами. Оскільки аналітично такі системи рівнянь, як правило, безпосередньо нерозв'язні, розв'язок їх виконується на базі спрощених теплофізичних моделей [98-101].

Проте, враховуючи високий рівень розвитку сучасної обчислювальної техніки, а також широкий вибір стандартних програм для вирішення навіть складних математичних задач, саме аналітичний метод починає широко використовуватися розробниками при визначенні температури структури СНП при імпульсній дії навантаження, оскільки розрахунок цим методом повною мірою враховує всі без винятку шари СНП і дозволяє з високою точністю одержувати значення температури структури СНП у будь-якій її точці.

Аналіз конструкції СНП показує, що в першому, найзагальнішому наближенні теплофізична модель цього приладу може бути зображена у вигляді багатошарової системи різнорідних пластин з внутрішнім джерелом тепла, розташованому в напівпровідниковій структурі. Основним елементом цієї моделі є монокристалічна пластина напівпровідника (як правило, кремнію), де методом дифузії утворені декілька електронно-діркових переходів, що створюють напівпровідникову структуру. Ця пластина разом з термокомпенсаторами називається випрямним елементом, за конструкцією якого сучасні СНП поділяються на дві групи: прилади з припаяними контактами (наприклад, потужні тиристори з гнучким або жорстким виводом) і прилади з притискними контактами (наприклад, потужні тиристори таблеткового типу). У першій групі приладів контакт між напівпровідниковою пластиною і вольфрамовим термокомпенсатором забезпечується методом паяння (рис. 4.1, а), в другій припаюється тільки нижній термокомпенсатор, контакт же між пластиною і верхньою мідною основою створюється за допомогою постійного механічного натиснення (рис. 4.1, б), яке забезпечується конструкцією приладу крізь м'яку струмопровідну прокладку.

У зв'язку з цим прилади з притискними контактами є більш стійкими до дії температурних циклів і в них кращі умови відведення тепла від напівпровідникової пластини, тому СНП на струми понад 250 А виконуються тільки таблеткового типу [90, 102].

Метою дослідження даного підрозділу є розробка інженерної методики розрахунку температури структури СНП при дії на них імпульсів струму довільної форми і тривалістю не більше 0,02 с.

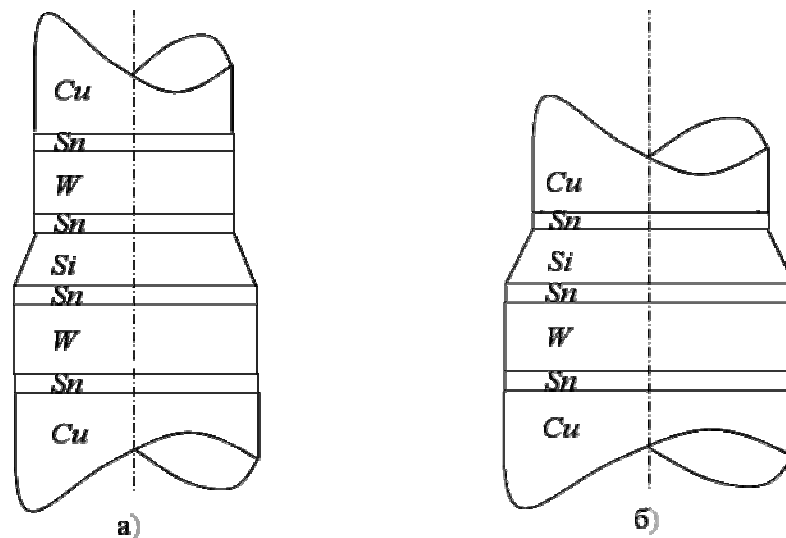


Рис. 4.1 - Варіанти конструкції потужних тиристорів: з припаяними контактами (а); з притисними контактами (б)

Ця мета досягається шляхом аналізу аналітичних методів розрахунку температури структури СНП, виконаних з використанням спрощених теплових моделей і моделей, максимально наближених до реальної конструкції цих приладів. При цьому вважаємо, що потужність, яка виділяється в НК, розсіюється у вигляді тепла. Через складну природу виділення тепла в напівпровідниковій структурі необхідно використати деякі спрощення, що дозволяють провести кількісне оцінювання допустимих режимів. Передбачається, що всі електричні втрати в ключі перетворюються в тепло, яке виділяється в площині кремнієвої пластини паралельно основному переходу (колектору для біполярного транзистора і *IGBT*, центральному переходу в тиристорах). Таке припущення допустимо, якщо нехтувати незначними локальними втратами в гарячих точках структури [38]. Визначення допустимих режимів роботи СНП засновано при цьому на оцінці температури переходу T_j , яка повинна бути нижчою за деякий граничний рівень, що наводиться в довідкових матеріалах ($T_{j(max)}$).

4.2. Розрахунок потужності втрат в керованих СНП в умовах їхньої роботи в гібридних контакторах

При створенні гібридних контакторів постійного і змінного струму на напруги до 1000 В широко використовуються так звані гібридні ключі. Як було зазначено вище, на сучасному етапі розвитку силової

електроніки найбільш доцільно виконувати НК гібридних ключів постійного струму на базі повністю керованих СНП: двоопераційних тиристорів типів *GTO* і *GCT* і біполярних транзисторів, з ізолюваним затвором типу *IGBT*, а НК змінного струму – на базі двох зустрічно-паралельно включених одноопераційних тиристорів або одного симістора. На рис. 4.2 наведені варіанти виконання цих ключів.

Навантаження на СНП гібридних ключів характеризується наступними особливостями [1, 103]:

- вмикання СНП гібридних ключів при розмиканні ГК відбувається не під впливом високої напруги мережі, як завжди, а під впливом невеликої напруги на «короткій» електричній дузі (порядка 10 – 14 В), яка виникає на ГК в процесі перетікання струму з ГК в НК (зазвичай десяті частки мс і менше);

- час протікання струму через СНП при вимиканні апарату невеликий і не перевищує тривалості півхвилі струму в колах змінного струму, а в колах постійного струму ще менший і визначається тільки проміжком часу, який потрібен для відновлення необхідної електричної міцності контактного проміжку розімкнених контактів;

- швидкість перетікання струму з ГК в СНП напівпровідникового ключа при вимиканні апарату є відносно невисокою (не більше 20 А/мкс), тобто істотно нижче за її допустимі значення;

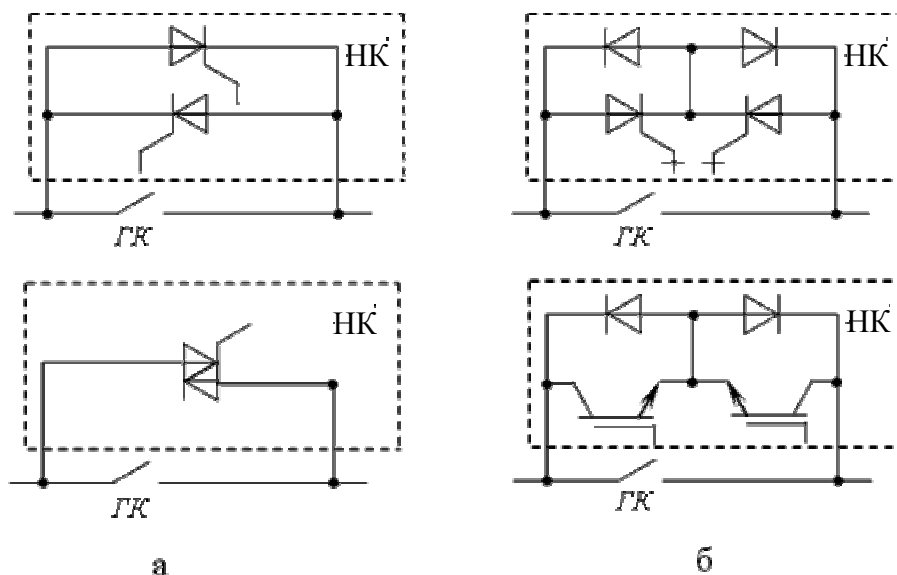


Рис. 4.2 - Варіанти виконання гібридних ключів: змінного струму (а); постійного струму (б)

- у момент вмикання повністю керованих СНП в ключах постійного струму до цих приладів прикладається велика пряма напруга, що відновлюється (вище за полторократну номінальну напругу), при значних швидкостях її зростання;

- тривалість протікання струму через НК змінного струму не є постійною, а має статистичний характер.

Метою дослідження даного підрозділу є визначення аналітичних виразів для потужності втрат в СНП гібридних ключів у основних режимах роботи гібридних контакторів, які використовуватимуться для визначення температури переходу T_j .

Потужність втрат в СНП гібридних ключів обчислюється з урахуванням вищенаведеного специфічного характеру їх навантаження струмом.

В найзагальнішому вигляді сумарна електрична потужність або енергія втрат в НК визначається такими основними складовими [38, 52]:

- статичними втратами або втратами у відкритому стані, які визначаються напругою насичення СНП ключа і струмом навантаження;
- динамічними втратами або втратами на перемикання, пов'язаними з тривалістю перехідних процесів, амплітудою струмів і напруг, що перемикаються, а також характером навантаження;
- втратами на керування, які пов'язані зі вхідними струмами і напругами, які необхідні для перемикання приладу;
- втратами у замкненому стані ключа або в режимі відсікання СНП, які визначаються струмами витоку і напругою у вихідному колі.

Керовані СНП, що використовуються в даних виконаннях гібридних ключів, мають дуже невеликі струми витоку, а значить даною складовою втрат можна нехтувати [38, 52, 103]. Також можна не враховувати і втрати на керування, оскільки потужність керування у сучасних одноопераційних тиристорів є незначною, а вхідні струми для СНП з ізольованим затвором або при польовому керуванні їх p - n -переходом є відносно невеликими. Лише у разі силових біполярних транзисторів, які працюють в режимі насичення при відносно великому струмі навантаження, потужність втрат на керування стає сумірною з потужністю втрат у переході колектора через значне зниження коефіцієнта передачі струму.

На рис. 4.3 наведена форма імпульсу прямого струму в керованому СНП гібридного ключа постійного струму.

Задане навантаження струмом будемо характеризувати наступними часовими параметрами:

$t_N = t_3 - t_2$ – тривалість прямого струму,

$t_R = t_2 - t_1$ – час зростання прямого струму,

$t_F = t_4 - t_3$ – час спаду прямого струму.

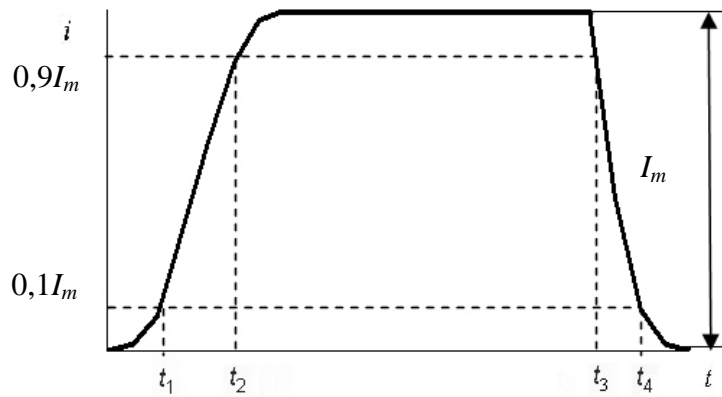


Рис. 4.3 - Форма імпульсу струму

За відомої амплітуди прямого струму I_m миттєве значення даного струму на інтервалах вмикання, провідного стану і вимикання можуть бути відповідно:

$$i(t)_{ON} = I_m \frac{t}{t_R}; t \leq t_R; \quad i(t)_{COND} = I_m; t_2 < t < t_3;$$

$$i(t)_{OFF} = I_m \left(1 - \frac{t}{t_F}\right); t \leq t_F.$$

На рис. 4.4 наведені типові варіанти часових діаграм струму й напруги в перехідному процесі вмикання НК відповідно для резистивного й індуктивного навантаження в контурі комутації: ГК – НК. На рис. 4.5 наведені типові варіанти часових діаграм струмів і напруги в процесі вимикання НК.

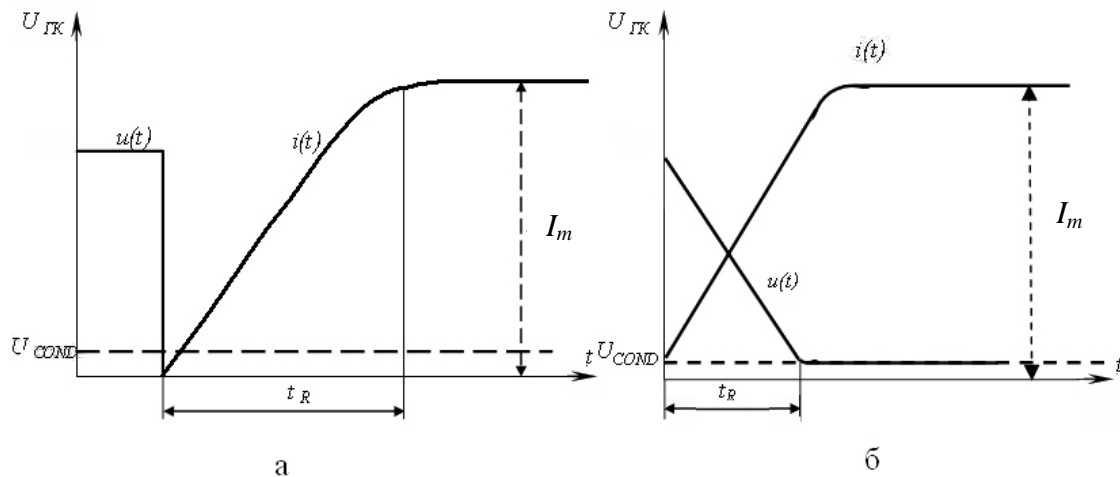


Рис. 4.4 - Типові криві перехідного процесу вмикання:
при активному навантаженні в контурі комутації (а);
при індуктивному навантаженні в контурі комутації (б)

Енергія втрат W_{ON} на вмикання у загальному вигляді визначається за виразом

$$W_{ON} = \int_{t_1}^{t_2} i(t) \cdot u(t) dt.$$

Тоді для відповідних варіантів навантаження можна заключити [103]:

випадок а:
$$W_{ON} = \frac{I_m U_{ГК}}{6} t_R;$$

випадок б:
$$W_{ON} = \frac{I_m U_{COND}}{2} t_R,$$

де $U_{ГК} = U_{ДК}$ – напруга на «короткій» дузі ГК;

U_{COND} – напруга на СНП у провідному стані (напруга насичення).

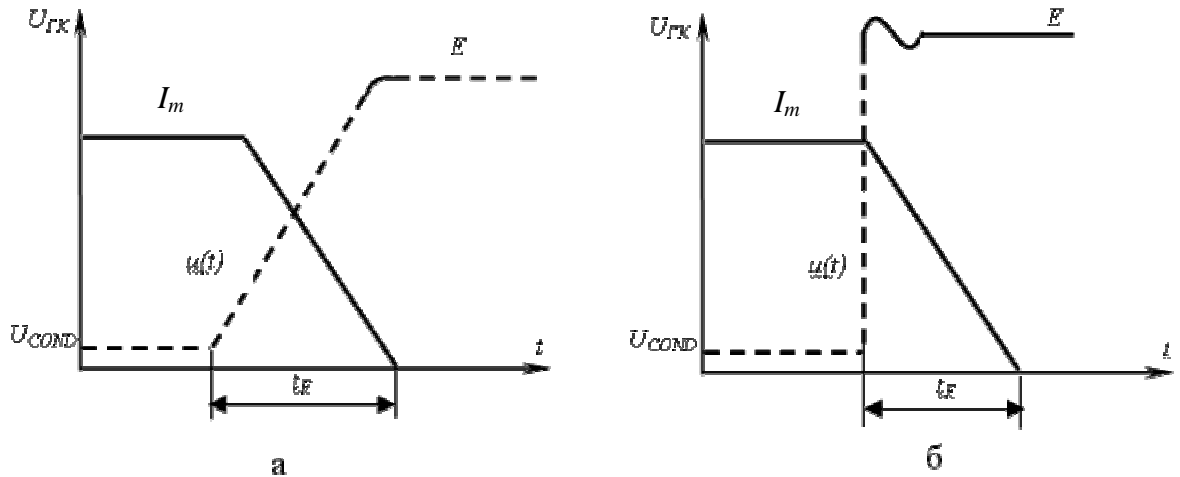


Рис. 4.5 - Типові криві перехідного процесу вимикання НК постійного струму: при активному навантаженні в контурі комутації (а); при індуктивному навантаженні в контурі комутації (б)

Енергія втрат на вимикання W_{OFF} визначається аналогічно з попереднім випадком [103]:

при активному навантаженні
$$W_{OFF} = \frac{I_m \cdot E}{6} t_F,$$

при індуктивному навантаженні
$$W_{OFF} = \frac{I_m \cdot E}{2} t_F.$$

Енергія втрат у провідному стані W_{COND} визначається за виразом [103]:

$$W_{COND} = \int_{t_2}^{t_3} i(t)u(t)dt = I_m \cdot U_{COND} \cdot t_p, \quad (4.1)$$

$$U_{COND} = U_0 + I_m R_\partial$$

де U_0 – порогова напруга СНП,

R_∂ – динамічний опір СНП.

Аналіз одержаних виразів з урахуванням специфічного характеру навантаження на СНП в гібридних ключах показує, що при визначенні сумарних втрат у НК можна нехтувати складовою W_{ON} через

те, що вона значно менша двох інших складових. Тому сумарні втрати у НК постійного струму визначатимуться наступним виразом:

$$W_O = W_{COND} + W_{OFF}.$$

При заданій частоті включень апарату середня потужність втрат в структурі ключа розраховується за формулою:

$$P_{AV} = W_O \cdot n_0, \quad (4.2)$$

де n_0 – кількість вмикань за секунду.

Максимальна потужність втрат P_m у НК гібридного ключа при заданій тривалості t_p можна визначити за формулою:

$$P_m = \frac{W_O}{t_p}. \quad (4.3)$$

Необхідно зазначити, що в довідковій літературі для заданого СНП наводяться значення енергії втрат на перемикання W_{ON} та W_{OFF} при заданому режимі вимірювання. Тому пропонується динамічні втрати в режимі експлуатації W_{ON}^* та W_{OFF}^* визначати за формулами:

$$\begin{aligned} W_{ON}^* &= W_{ON} \frac{E^*}{E_{вим}} \cdot \frac{I_m^*}{I_{вим}}, \\ W_{OFF}^* &= W_{OFF} \frac{E^*}{E_{вим}} \cdot \frac{I_m^*}{I_{вим}}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

де W_{ON} (E_{ON}) та W_{OFF} (E_{OFF}) – довідкові динамічні втрати,

$E_{вим}, I_{вим}$ – напруга і струм в режимі вимірювання,

E^*, I_m^* – напруга і струм в режимі експлуатації.

На рис. 4.6 наведена типова форма струму через СНП (тиристор) при вимиканні гібридним ключем змінного струму однофазного кола.

Аналітично цей струм визначається виразом (3.4).

На рис. 4.6 α – кут вмикання тиристора, який з рівною ймовірністю може змінюватися від 0 до 2π , оскільки протікання струму через будь-який з паралельно включених тиристорів рівноймовірне. Вираз (3.4) одержаний при допущенні, що струм з кола ГК в тиристор перетікає миттєво. Реально цей процес відбувається так, як показано на рис. 4.4 і займає десятки мікросекунд [1], тому при практичних розрахунках цим часом можна нехтувати. Такі імпульси через гібридний ключ слідуватимуть з частотою вимикання комутаційного апарату.

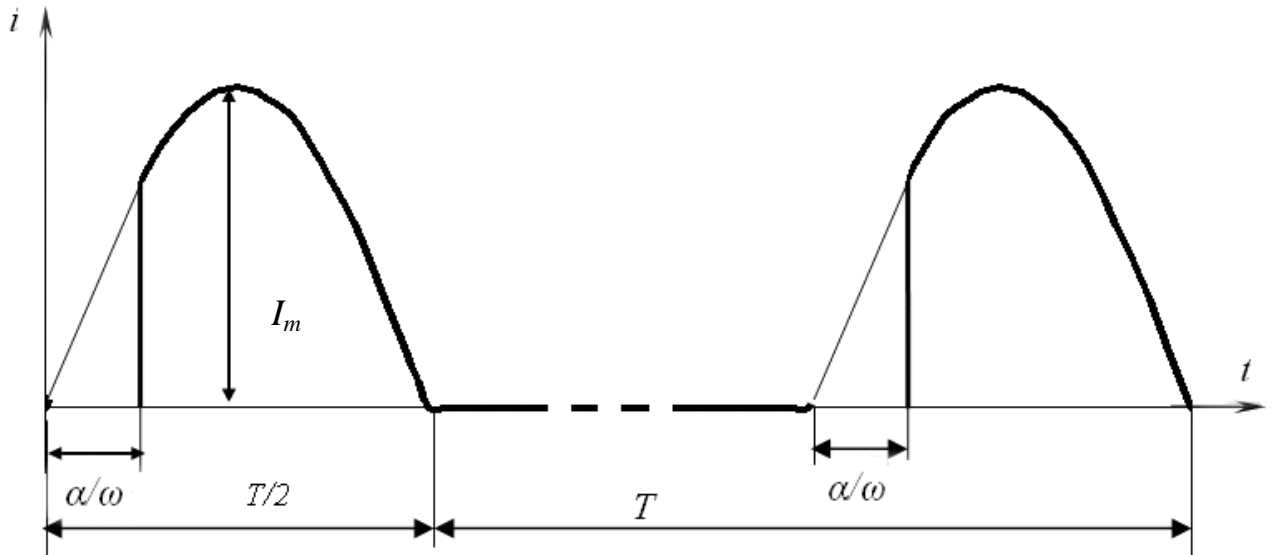


Рис. 4.6 - Типові криві струму через СНП при вимиканні однофазного кола

При заданій вище формі струму через тиристор середня потужність, що виділяється в ньому в провідному стані (за період мережі T), буде дорівнювати:

$$P_{iCOND} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_T i_T d\vartheta, \quad (4.5)$$

де $u_T = (U_0 + i_T r_\partial)$.

Після підстановки у вираз (4.5) виразу (4.4) і відповідних перетворень одержимо

$$P_{iCOND} = \frac{I_m}{\pi} \left[U_0 (1 + \cos \alpha) + \frac{I_m R_\partial}{2} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right].$$

При цьому можливе максимальне значення потужності, яка виділяється в тиристорі (симісторі) в імпульсі, за півперіод буде

$$P_{im} = \frac{I_m}{\pi} \left(2U_0 + I_m R_\partial \frac{\pi}{2} \right) = 0,6366 I_m U_0 + 0,5 I_m^2 R_\partial. \quad (4.6)$$

Враховуючи статистичний характер зміни α (густина його розподілу дорівнює $\frac{1}{2\pi}$), на підставі [104] середньостатистичне значення

для потужності за період буде: $P_{icep.COND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{iCOND} d\alpha,$

або після перетворень:

$$P_{icep.COND} = \frac{I_m U_0}{2\pi} + \frac{I_m^2 R_\partial}{8}. \quad (4.7)$$

І, нарешті, середня потужність, яка виділяється в тиристорі при роботі ключа в повторно-короткочасному режимі [103]:

$$P_{cep.COND} = \frac{P_{icp.COND}}{Q} = \frac{I_m}{Q} \left(\frac{U_0}{2\pi} + \frac{I_m R_\partial}{8} \right), \quad (4.8)$$

де $Q = \frac{1}{T \cdot n_0}$ – щільність,

$\frac{1}{n_0}$ – період вимикань апарату;

n_0 – кількість вмикань за секунду.

При використанні симістора в гібридному ключі змінного струму потужність, яка виділяється в ньому в провідному стані, перевищуватиме удвічі значення потужності в тиристорі ((4.5), (4.7) і (4.8)).

На рис. 3.4 наведені варіанти найпоширеніших схем вмикання трифазних гібридних ключів, а в табл. 3.1 аналітичні вирази для струму в тиристорі при різних кутах його вмикання α .

Нижче наведені вирази для визначення середньостатистичного значення потужності, яка виділяється в тиристорі за період, і середньої потужності в повторно-короткочасному режимі для цих схем [103].

Для схеми рис. 3.4, б:

$$\begin{aligned} P_{icp1COND} = & \frac{1}{2\pi^2} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{T1} (U_0 + i_{T1} R_\partial) d\vartheta d\alpha + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}-\alpha} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{T2} (U_0 + i_{T2} R_\partial) d\vartheta d\alpha + \right. \\ & \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha}^{\frac{7\pi}{6}-\alpha} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{T1} (U_0 + i_{T1} R_\partial) d\vartheta d\alpha + \int_{\frac{2\pi}{3}-\alpha}^{\frac{7\pi}{6}-\alpha} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{T2} (U_0 + i_{T2} R_\partial) d\vartheta d\alpha + \\ & \left. + \int_0^{\frac{\pi}{3}-\alpha} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}-\alpha} i_{T1} (U_0 + i_{T1} R_\partial) d\vartheta d\alpha \right), \end{aligned} \quad (4.9)$$

де i_{T1} і i_{T2} – струми через тиристор у відповідних зонах вмикання α .

Після перетворень:

$$P_{icp1COND} = 0,455 \frac{I_m U_0}{\pi} + 0,114 I_m^2 R_\partial, \quad (4.10)$$

$$P_{cep1} = \frac{I_m}{Q} \left(0,455 \frac{U_0}{\pi} + 0,114 I_m R_\partial \right). \quad (4.11)$$

Для схеми рис. 3.4, в:

$$P_{icep2COND} = \frac{1}{2\pi^2} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{3}-\alpha} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} i_{T1}(U_0 + i_{T1}R_\partial) d\vartheta d\alpha + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} i_{T2}(U_0 + i_{T2}R_\partial) d\vartheta d\alpha + \right. \\ \left. + \int_0^{\pi-\alpha} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} i_{T1}(U_0 + i_{T1}R_\partial) d\vartheta d\alpha \right), \quad (4.12)$$

після перетворень: $P_{icep2COND} = 0,622 \frac{I_m U_0}{\pi} + 0,187 I_m^2 R_\partial, \quad (4.13)$

$$P_{cep2} = \frac{I_m}{Q} \left(0,655 \frac{U_0}{\pi} + 0,187 I_m R_\partial \right). \quad (4.14)$$

Очевидно, що і в цьому випадку потужності, які виділяються в симісторі, будуть удвічі більше, ніж у тиристорах ((4.9), (4.10), (4.12) (4.13)).

Як впливає з табл. 3.1, максимальна середня потужність виділятиметься в тиристорі (або симісторі) трифазного гібридного ключа (рис. 3.4, б) при $\alpha = 0$ протягом часу $t_{P1} = \frac{5\pi}{6\omega}$, а в ключі (рис. 3.4, в) –

при $\alpha = 0$ і протягом часу $t_{P2} = \frac{7\pi}{6\omega}$, тому для ключа (рис. 3.4, б):

$$P_{im1COND} = \frac{6}{5\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} I_m \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) \left(U_0 + I_m R_\partial \sin(\vartheta + \frac{\pi}{3}) \right) d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin(\vartheta + \frac{\pi}{6}) \left(U_0 + \frac{\sqrt{3}}{2} I_m R_\partial \sin(\vartheta + \frac{\pi}{6}) \right) d\vartheta \right],$$

а для ключа (рис. 3.4, в):

$$P_{im2COND} = \frac{6}{7\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_m \sin \vartheta (U_0 + I_m R_\partial \sin \vartheta) d\vartheta + \right. \\ \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{7\pi}{6}} \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \sin(\vartheta - \frac{\pi}{6}) \left(U_0 + \frac{\sqrt{3}}{2} I_m R_\partial \sin(\vartheta - \frac{\pi}{6}) \right) d\vartheta \right].$$

Після перетворень:

$$P_{im1COND} = I_m(0,713U_0 + 0,59I_mR_\partial), \quad (4.15)$$

$$P_{im2COND} = I_m(0,646U_0 + 0,505I_mR_\partial) \quad (4.16)$$

Для зручності порівняння потужності втрат у СНП гібридних ключів змінного струму різного типу представимо вирази (4.15) і (4.16) у вигляді, приведених до часового інтервалу, який дорівнює півперіоду мережі живлення. При цьому вирази для максимальної імпульсної потужності обчислюватимуться таким чином [103]:

$$P_{im1COND} = I_m(0,594U_0 + 0,492I_mR_\partial),$$

$$P_{im2COND} = I_m(0,754U_0 + 0,589I_mR_\partial).$$

Одержані аналітичні вирази дозволяють визначити перевантажувальну здатність СНП в умовах специфічного навантаження у складі гібридних ключів комутаційних силових апаратів. При цьому вирази (4.3), (4.6), (4.15) і (4.16) використовують при визначенні температури структури при вимиканні апаратом струмів в режимі рідкісних комутацій, вирази (4.3), (4.7), (4.10), (4.13) використовують для визначення циклоустійкості СНП при повторно-короткочасному режимі апарату, а вирази (4.2), (4.8), (4.11) та (4.14) – при розрахунку температури структури СНП у сталому режимі.

Очевидно, що для визначення граничної здатності вимикання гібридного контактора необхідно скористатися наступним виразом для максимальної потужності, який відповідає режиму вимикання перехідного аварійного струму (див. розділ 3)

$$P_{i \max} = \frac{1}{\vartheta_5} \int_0^{\vartheta_5} I_{nm} \left[\sin(\vartheta - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K \right] \times \\ \times \left[U_0 + \left(I_{nm} \left[\sin(\vartheta - \varphi_K) + e^{-\frac{\vartheta}{\omega\tau_K}} \sin \varphi_K \right] \right) \cdot R_\partial \right] d\vartheta,$$

де $\cos \varphi_K \approx 0,3$, ϑ_5 знаходиться з рівняння (3.14) або табл. 3.2.

У зв'язку з тим, що середня потужність, яка виділяється в СНП гібридних ключів при роботі апарату є незначною, а дія на СНП великої імпульсної потужності при вимиканні апарату є короткочасною (не більше 10 мс) рекомендується використовувати ці напівпровідникові прилади не тільки без примусового охолодження, а навіть і без типових охолоджувачів (радіаторів).

В спрощеній схемі трифазного гібридного ключа (рис. 3.4, в) СНП більш навантажені, ніж у схемі ключів, наведених на рис. 3.4, а та б [103].

4.3. Дослідження теплового режиму керованих СНП на базі спрощених теплових моделей

При малих тривалостях імпульсів струму, які розглядаються, реально припустити, що тепло в СНП за час імпульсу не встигає розповсюдитися достатньо далеко від свого джерела (напівпровідникової структури) [1]. Дійсно, в [1] показано, що при аналізі температурного режиму СНП на номінальні струми понад 100 А і працюючих в умовах дії короткочасного (до 0,01 с) навантаження струмом, буде достатньо обмежитися тільки дослідженням моделі струму, яка складається в основному з випрямного елемента [1], що істотно спрощує рішення задачі.

На рис. 4.7 наведена спрощена тепла модель СНП (тиристора) з припаяними контактами, в якій урахування шарів припою проведено за рахунок розширення шарів вольфраму на товщину, яка за тепловим опором еквівалентна шарам припою [101].

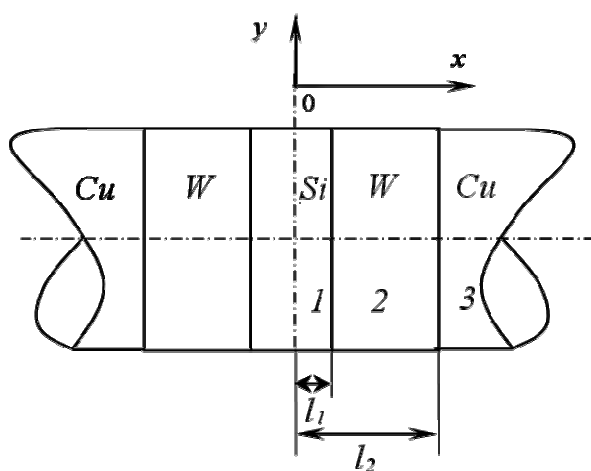


Рис. 4.7 - Теплова модель СНП (тиристора)

Розрахунок рівнянь теплопровідності в запропонованій моделі проводиться при наступних допущеннях [1]: відведення тепла від бічної поверхні при малому часі нагріву ($t_n \leq 0,01$ с) відсутнє; розповсюдження тепла в моделі симетрично; всі елементи конструкції (шари кремнію, вольфраму і міді) мають однаковий діаметр, що дорівнює діаметру кремнієвої пластини в її вузькій частині; шар міді був представлений у вигляді напівобмеженого тіла; вся енергія виді-

ляється рівномірно за об'ємом шару кремнію; теплофізичні параметри матеріалів не залежать від температури; ВАХ у прямому напрямку апроксимується граничною напругою U_0 і лінійною залежністю від струму при $u > U_0$, яка визначається диференціальним опором R_∂ . Правомірність таких допущень показана в [1].

Розв'язок рівняння теплопровідності для цієї моделі було наведено в [101]. При цьому перевищення температури в центрі кремнієвої пластини – найбільш нагрітої частини приладу – має наступний вигляд:

$$\theta_m(t) = K \int_0^t P_T(t-\tau) \cdot f_{2m}(\tau) d\tau, \quad (4.17)$$

$$\text{де } K = \frac{2b_1 \cdot b_2}{\pi v_1 c_1 \gamma_1} = \frac{2\lambda_1 \sqrt{a_3}}{\sqrt{a_1} \cdot \lambda_3 \pi v_1 \gamma_1}; \quad b_1 = \frac{\lambda_1}{\sqrt{a_1}}; \quad b_2 = \frac{\sqrt{a_3}}{\lambda_3};$$

v – об'єм кремнієвої пластини; λ – коефіцієнт теплопровідності;
 c – питома теплоємність; γ – питома густина;

$a = \frac{\lambda}{c\gamma}$ – коефіцієнт температуропровідності;

$P_T(t) = i_T(t)[U_0 + i_T(t)R_\partial]$ – миттєва потужність;

$i_T(t)$ – імпульсний струм;

$0 < t \leq t_i$, t_i – тривалість імпульсу струму;

$$f_{2m}(\tau) = \int_0^\infty \frac{\sin p_1 u \cdot e^{-u^2 \tau}}{u(A_0^2 + B_0^2)} du, \quad (4.18)$$

де u – дійсна змінна;

$$p_1 = \frac{l_1}{\sqrt{a_1}}; \quad p_2 = \frac{l_2 - l_1}{\sqrt{a_2}};$$

$$A_0 = \cos p_1 u \cdot \cos p_2 u - b_1 \sin p_1 u \cdot \sin p_2 u;$$

$$B_0 = b_1 b_2 \sin p_1 u \cdot \cos p_2 u + b_2 \sin p_2 u \cdot \cos p_1 u.$$

З виразу (4.17) виходить, що перехідний тепловий опір тиристора з припаяними контактами буде мати наступний вигляд:

$$r_1(t) = K \int_0^t f_{2m}(t) dt,$$

де $0 < t \leq t_i$, $t_i \leq 0,02c$.

На рис. 4.8 наведена спрощена теплова модель СНП (тиристора) типу таблетки з притискними контактами [105]. В ній кремнієва пластина напівпровідникової структури приладу знаходиться в тіс-

ному тепловому контакті справа з вольфрамовим термокомпенсатором, а зліва з мідною основою приладу.

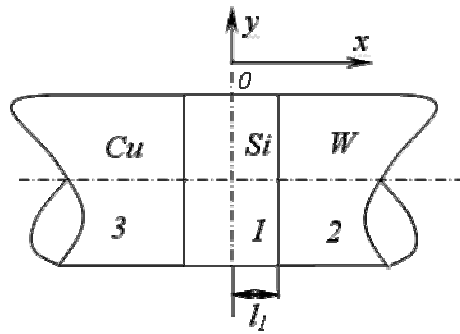


Рис. 4.8 - Розрахункова тепла модель тиристора з притискними контактами

Причому шари міді й вольфраму представлені у вигляді напівобмежених тіл. Правомірність такої заміни для малих відрізків часу дії імпульсу струму (порядку 0,02 с) показана в [1, 105]. Крім того, в моделі не врахований тонкий шар припою (порядку 0,1 мм) між кремнієвою пластиною і вольфрамовим термокомпенсатором, і тонка прокладка (до 0,2 мм) на основі олова між кремнієм і міддю.

Ці шари компенсуються відповідним збільшенням товщини кремнію, яка за тепловим опором дорівнює шарам припою і прокладки, що також допустимо при малій товщині шарів контактного матеріалу [1].

Розв'язок рівнянь теплопровідності для цієї моделі виконується при тих же допущеннях, що й у попередньому випадку. В результаті виконаних математичних перетворень, наведених у [105], вираз для визначення максимальної температури структури виглядає таким

чином:

$$\theta_m(t) = \frac{1}{S} \int_0^t \alpha(t-\tau) \cdot P_T(t-\tau) \cdot f_{np}(\tau) d\tau, \quad (4.19)$$

де $0 < t \leq t_i$; S – переріз кремнієвої пластини у вузькій її частині;

$\alpha(t) = 4761,5t^3 + 153,7t^2 - 9,4t + 0,5$ – коефіцієнт, який враховує не-симетричність розподілу потоку потужності в моделі;

$$f_{np}(\tau) = \frac{\sqrt{a_1}}{\lambda_1} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} & (-1)^{n-1} \cdot k_{np}^{n-1} \frac{1}{\sqrt{\pi\tau}} \cdot e^{-\frac{2(n-1) \cdot l_1 / \sqrt{a_1}}{4\tau}} - \\ & - (-1)^{n-1} k_{np}^n \cdot \frac{1}{\sqrt{\pi\tau}} e^{-\frac{2n \cdot l_1 / \sqrt{a_1}}{4\tau}} \end{aligned} \right\},$$

де $k_{np} = \frac{b_{np} - 1}{b + 1}$; $b_{np} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \sqrt{\frac{a_1}{a_2}}$.

Аналогічно попередньому випадку вираз для перехідного теплового опору для цієї моделі матиме наступний вигляд:

$$r_2(t) = \frac{1}{S} \int_0^t f_{np}(t) dt \quad (4.20)$$

де $0 < t \leq t_i$, $t_i \leq 0,01c$.

Таким чином, розрахунок температури структури потужних СНП різних типів їх конструкцій можна виконувати в середовищі Mathcad за допомогою виразів (4.17) і (4.19). Проте у зв'язку з тим, що при цих розрахунках необхідно вводити інформацію про конструкцію конкретного типу СНП, якою не володіють розробники комутаційних НА, в роботі пропонується вдосконалена методика розрахунку вказаної температури, позбавлена перелічених недоліків [102]. Сутність її полягає в наступному:

1) складні вирази для перехідного теплового опору (4.18) і (4.20) наводяться для конкретного типу СНП у вигляді ряду експонент типу [38]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}). \quad (4.21)$$

Таку операцію достатньо нескладно виконати за допомогою програми Mathcad. При цьому проведені дослідження показали, що вже при $n = 2$ похибку апроксимації менше 0,5 % [102]. У табл. 4.1 наведені значення для R_i і τ_i , розраховані в такий спосіб, для найпоширеніших потужних тиристорів виробництва ВАТ «Электровыпрямитель» (Росія);

Таблиця 4.1 - Параметри, що характеризують перехідний тепловий опір тиристорів

Тип тиристора	Конструкція контактів	$R_1, \frac{K}{Bm}$	$\tau_1, \text{мс}$	$R_2, \frac{K}{Bm}$	$\tau_2, \text{мс}$
T151-100	припаяні	0,01433	20,711	0,00416	2,917
T161-160	припаяні	0,01433	20,711	0,00416	2,917
T171-200	припаяні	0,01287	20,548	0,00208	1,299
T171-320	припаяні	0,01287	20,548	0,00208	1,299
T143-500	притискні	0,00628	17,841	0,00095	1,120
T143-630	притискні	0,00628	17,841	0,00095	1,120
T253-1000	притискні	0,00628	34,259	0,00012	6,266
T253-1250	притискні	0,00628	34,259	0,00012	6,266

2) потім для розрахунку перевищення температури структури СНП при дії імпульсної потужності довільної форми $P(t)$ використовується аналітична формула Дюамеля (інтеграл Дюамеля) [82,102].

$$\theta = \int_0^t P(t-\tau) \frac{\partial r(\tau)}{\partial \tau} d\tau + P(t)r(0) , \quad (4.22)$$

де $r(0)$ – перехідний тепловий опір при $t=0$; $r_T(t)$ – перехідний тепловий опір; $P(t)$ – імпульс потужності. У випадку, який розглядається нами $P(0)=0$ і $r(0)=0$.

Обчислення інтегралів доцільно проводити в середовищі Mathcad. При цьому можна отримати значення перевищення температури не тільки в кінці імпульсу струму, але і у будь-який момент його дії.

На рис. 4.9 наведені криві змінення перевищення температури структури найпоширенішого тиристора Т161-160 при дії на нього синусоїдного імпульсу струму амплітудою 1400 А і частотою 50 Гц [102]. При цьому крива 1 отримана на підставі виразу (4.17), а крива 2 – на підставі виразів (4.22).

Оскільки криві практично співпадають, можна говорити про те, що запропонована методика розрахунку температури структури потужність СНП в імпульсному режимі дозволяє з достатньою для інженерних розрахунків точністю розраховувати нестационарний тепловий режим цих приладів при дії на них імпульсів потужності довільної форми і тривалістю до 0,01 с. При цьому для виконання цих розрахунків достатньо мати інформацію тільки про параметри СНП, необхідні для розрахунку потужності втрат. Крім того, використання при розрахунках нескладних пакетів програм роблять цю методику доступною для широкого кола фахівців [102].



Рис. 4.9 - Криві змінення перевищення температури структури тиристора Т161-160: 1 – крива, побудована на підставі виразу (4.17); 2 – крива, побудована на підставі виразу (4.22).

Недоліком даної методики є те, що при розрахунку теплового режиму СНП на номінальні струми нижче 100 А і при тривалостях імпульсів вище 0,01 с навіть для більш потужних СНП похибка розрахунку може перевищити рівень, прийнятний для інженерних розрахунків. Це обумовлено тим, що в даній моделі врахування шарів припою проведено за рахунок розширення шарів вольфраму на товщину, яка за тепловим опором еквівалентна шарам припою. Крім того, не враховується вплив мідної основи приладу [1].

4.4. Дослідження нестационарного температурного поля реальних конструкцій СНП при дії імпульсів струму довільної форми

Більш повне і точне уявлення про температурне поле СНП дає аналітичний метод, заснований на чисельному розв'язку рівнянь теплопровідності на базі моделі, яка адекватна відображає конструкцію СНП.

Враховуючи високий рівень розвитку сучасної обчислювальної техніки, стає можливим побудувати дану методику на основі чисельного розв'язку рівнянь теплопровідності для реальної конструкції СНП, де вже враховані абсолютно всі без виключення шари СНП.

Метою даного дослідження є розробка на підґрунті цього методу інженерної методики розрахунку температури структури СНП при дії на неї імпульсів струму довільної форми і тривалістю до 0,02 с, за допомогою якої стає можливим з достатньою для інженерних розрахунків точністю визначати кількісні параметри температурного поля, тобто визначати перевищення температури в будь-якому місці структури СНП в довільний момент дії імпульсу потужності. На відміну від методики розрахунку температури структури СНП, заснованої на використанні спрощених теплофізичних моделей СНП [1, 102], запропонована методика дозволить з більш високою точністю виконувати розрахунок перевищення температури структури СНП. Одним з найпоширеніших чисельних методів, які дозволяють визначати перевищення температури при дії імпульсів потужності довільної форми в шарах моделі, яка відображає реальну конструкцію СНП, є метод кінцевих різниць.

На рис. 4.10, а та б наведені теплофізичні моделі тиристорів з припаяними і притискними контактами відповідно.

При виконанні розрахунку температурного поля СНП були прийняті такі допущення [106]:

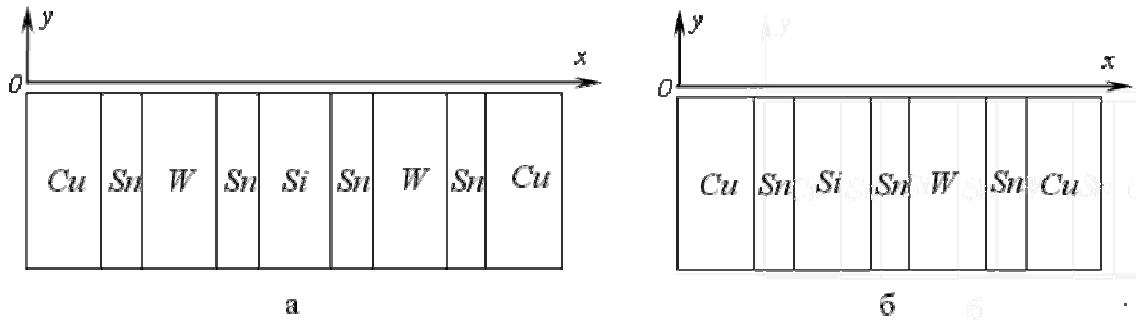


Рис. 4.10 - Теплофізичні моделі потужних тиристорів:
з припаяними контактами (а); з притискними контактами (б)

- градієнт температури у площині, перпендикулярній вісі приладу, дорівнює нулю, тому задача розв'язується в одновимірному наближенні;

- вся енергія втрат виділяється в об'ємі напівпровідникової структури (у всьому або деякій його частини), тобто розглядається випадок з об'ємним джерелом тепла;

- початкова температура всіх елементів моделі однакова;

- ВАХ СНП в прямому напрямку апроксимується граничною напругою U_0 і лінійною залежністю від струму при $u > U_0$, яка визначається диференціальним опором R_∂ .

Розподіл перевищення температури в шарах розрахункових моделей при одновимірному розповсюдженні тепла визначається наступними системами диференціальних рівнянь в часткових похідних другого порядку (передбачається, що джерело тепла рівномірно розподілене за об'ємом кремнієвої пластини) [1, 106]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = a_1(\theta) \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2} \\ \dots\dots\dots \\ \frac{\partial \theta_4}{\partial t} = a_4(\theta) \frac{\partial^2 \theta_4}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \theta_5}{\partial t} = a_5(\theta) \frac{\partial^2 \theta_5}{\partial x^2} + \frac{q}{c_5 \gamma_5} \\ \frac{\partial \theta_6}{\partial t} = a_6(\theta) \frac{\partial^2 \theta_6}{\partial x^2} \\ \dots\dots\dots \\ \frac{\partial \theta_9}{\partial t} = a_9(\theta) \frac{\partial^2 \theta_9}{\partial x^2} \end{array} \right. \quad (4.23, a) \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \theta_1}{\partial t} = a_1(\theta) \frac{\partial^2 \theta_1}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \theta_2}{\partial t} = a_2(\theta) \frac{\partial^2 \theta_2}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \theta_3}{\partial t} = a_3(\theta) \frac{\partial^2 \theta_3}{\partial x^2} + \frac{q}{c_3 \gamma_3} \\ \frac{\partial \theta_4}{\partial t} = a_4(\theta) \frac{\partial^2 \theta_4}{\partial x^2} \\ \dots\dots\dots \\ \frac{\partial \theta_7}{\partial t} = a_7(\theta) \frac{\partial^2 \theta_7}{\partial x^2} \end{array} \right. , \quad (4.23, б)$$

де для системи (4.23,а), складеної для моделі тиристора з припаяними контактами, змінні з індексом 1 та 9 – для міді, з індексом 2, 4, 6 та 8 – для припою, 3 та 7 – для вольфраму, 4 – для кремнієвої пластини; для системи (4.23,б), складеної для моделі тиристора з притискними контактами, змінні з індексом 1 та 7 – для міді, з індексом 2, 4 та 6 – для припою, 3 – для кремнієвої пластини, 5 – для вольфраму;

θ_i – перевищення температури;

$q = \frac{P(t)}{V}$ – питома потужність, яка виділяється в кремнієвій пластині;

V – об'єм кремнієвої пластини;

$a_i(\theta) = \frac{\lambda_i(\theta)}{c_i(\theta)\gamma_i}$ – коефіцієнт температуропровідності;

$c_i(\theta)$ – питома теплоємність;

γ_i – питома густина;

$\lambda_i(\theta)$ – коефіцієнт теплопровідності, де для цього випадку $i = 1 \dots 9$ для (4.23, а) і $i = 1 \dots 7$ для (4.23, б).

Системи рівнянь теплопровідності вигляду (4.23,а) і (4.23,б) можуть бути розв'язані методом кінцевих різниць із застосуванням тієї або іншої різницевої схеми (явної або неявної), під якою розуміють сукупність різницевих рівнянь, що апроксимують основне рівняння і додаткові умови початкової диференціальної задачі [107]. Вибір цієї схеми проводиться виходячи з міркувань стійкості, яка визначає чутливість різницевої схеми до різного роду похибок. Дослідження стійкості різницевих схем при апроксимації рівнянь теплопровідності [107-109] показують доцільність застосування неявної схеми, яка на відміну від явної є абсолютно стійкою, тобто вибір величини часового і просторового кроків визначається тільки заданою точністю розрахунків, а не міркуваннями стійкості.

Розрахунок за допомогою методу кінцевих різниць наведений в додатку Е.

Незважаючи на дуже велику кількість математичних операцій, що виконані при розрахунку цим методом, яке прямо пропорційне величинам просторового і часового кроків, він достатньо легко реалізується за допомогою ЕОМ, є зручним і забезпечує високу точність розрахунків. Такі математичні засоби, як Mathcad, Maple і ін. дозволяють скласти достатньо компакту програму, в якій реалізується наведений вище алгоритм, проводити розрахунки з високою точністю і малими витратами часу, а також виводити на екран тривимірні

графіки розповсюдження тепла в структурі СНП з часом при дії на нього імпульсу потужності довільної форми (рис. 4.11).

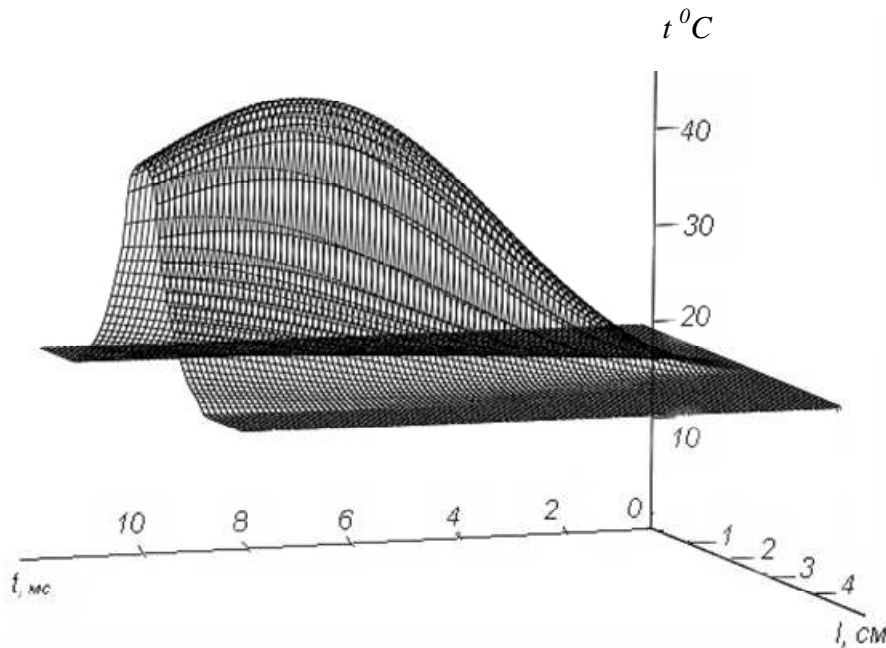


Рис. 4.11 - Розподіл перевищення температури в структурі тиристора Т161-160 при дії імпульсу змінного струму 1400 А

Слід зазначити, що при розрахунках описаним методом був вибраний розподіл часової шкали на 100 рівномірних відрізків виходячи з того, що збільшення і зменшення цієї кількості в 10 разів не впливає на точність результату. Також був досліджений вплив зміни товщини просторових шарів, на які розбивалася модель СНП. За основу були взяті такі дані: кількість елементарних шарів кремнію – 10, з обох боків від нього вольфраму – 15, припою – 2, мідь – 15. Збільшення, як і зменшення кількості розбиття на елементарні шари кожного матеріалу в 2 – 10 разів також дуже незначною мірою вплинуло на кінцевий результат (відносна похибка склала менше 0,3 %). Таким чином, значне зменшення просторового і часового кроків (більш десятиразового) веде не стільки до збільшення точності, скільки до невиправданого збільшення часу розрахунків на ЕОМ.

Крім того, було досліджено вплив розбиття на більшу кількість елементарних шарів тільки кремнієвої пластини й умовне знаходження об'ємного джерела тепла в одному центральному шарі, в трьох центральних і у всіх шарах кремнію. Таке дослідження було проведено у зв'язку з тим, що температура в кремнії з часом змінюється найбільш інтенсивно в порівнянні з іншими шарами тиристора, а також виходячи з фізичної будови *p-n* структури, в якій в реальності тепло виділяється в самому її центрі. Проведений аналіз показав,

що дрібне розбиття кремнію і розташування джерела тепла в одному, кількох або у всіх шарах кремнію різною мірою позначаються на результаті розрахунку перевищення температури. При цьому результати максимального перевищення температури при дії синусоїдального імпульсу струму відрізняються приблизно на 2 % при розташуванні джерела тепла в центр кремнію в порівнянні із займаним ним повним об'ємом (при однаковій загальній кількості шарів кремнію), значення ж перевищення температур в кінці імпульсу відрізняються трохи (менше 0,1 %). При однаковому місцеположенні джерела тепла (в центрі або по всьому об'єму кремнію), але при різному дробленні на шари кремнієвої пластини різниця в значеннях θ зовсім не значна [106]

Інженерна методика розрахунку перевищення температури структури СНП. У зв'язку з тим, що при розрахунках перевищення температури за допомогою розглянутого вище методу, як і в попередньому підрозділі, необхідно вводити інформацію, яка характеризує конструкцію конкретного типу СНП, якою не володіють розробники комутаційних НА, в роботі пропонується вдосконалена методика розрахунку температури структури, позбавлена вказаних недоліків. Суть її полягає в наступному:

1) вираз для перехідного теплового опору представляється для конкретного типу СНП у вигляді ряду експонент типу [38, 102]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}). \quad (4.24)$$

Для цього залежність $\theta(t)$ для шару кремнію, яка розрахована при дії на СНП прямокутного імпульсу одиничної потужності і яка чисельно дорівнює перехідному тепловому опору перехід-корпус [90], апроксимується у вигляді функції типу (4.24), що дозволяє отримати значення коефіцієнтів R_i і τ_i (проведені дослідження показали, що вже при $n = 2$ похибка апроксимації менше 0,5 % [106]).

У табл. 4.2 наведені значення R_i і τ_i для найбільш поширених потужних тиристорів виробництва ВАТ «Електровипрямляч» (Росія).

2) потім для розрахунку перевищення температури структури СНП при дії імпульсної потужності довільної форми $P(t)$ використовується аналітична формула Дюамеля (інтеграл Дюамеля) [82].

$$\theta = \int_0^t P(t - \tau) \frac{\partial r(\tau)}{\partial \tau} d\tau + P(t)r(0),$$

Таблиця 4.2 - Параметри, які характеризують перехідний тепловий опір тиристорів

Тип тиристора	Конструкція контактів	$R_1, \frac{K}{Bm}$	$\tau_1, мс$	$R_2, \frac{K}{Bm}$	$\tau_2, мс$
T151-100	припаяні	0,0193	20,47	0,0038	1,82
T161-160	припаяні	0,0193	20,47	0,0038	1,82
T171-250	припаяні	0,0145	20,45	0,0028	1,82
T143-400	притискні	0,0049	19,03	0,0017	1,62
T143-630	притискні	0,0049	19,03	0,0017	1,62

де $r(t)$ – перехідний тепловий опір;

$P(t)$ – імпульс потужності;

$r(0)$ – перехідний тепловий опір при $t = 0$.

В наведеному випадку $r(0) = 0$.

Обчислення інтегралів доцільно проводити в середовищі Mathcad. При цьому є можливість одержати значення перевищення температури не тільки в кінці імпульсу струму, але і у будь-який момент його дії. Програма розрахунку наведена у додатку Ж.

Аналіз даних, одержаних при розрахунку перехідного теплового опору $r(t)$ за допомогою даної методики, показує, що його величина для кожного типу тиристорів дещо перевищує величину цього опору, що визначається за допомогою спрощених теплофізичних моделей [102] (див. також п.п. 4.3).

При розрахунку перехідного теплового опору для конструкції тиристорів з припаяними контактами різниця в його величині досягає 16 %. При його розрахунку для тиристорів з притискними контактами різниця у величині цього опору складає близько 5 %. Таким чином, можна зробити висновки про те, що розрахунок перевищення температури структури СНП доцільніше проводити з використанням пропонованої методики, яка дозволяє з більш високою точністю проводити розрахунок перехідного теплового опору, оскільки при цьому розрахунку враховуються всі складові структури СНП, на відміну від методики з використанням спрощених теплових моделей; при цьому також враховується залежність фізичних характеристик матеріалів складових тиристора від змін їх температури [106].

Як приклад використання даної методики нижче наведений розрахунок номінальних робочих струмів при роботі гібридних контакторів в трифазному колі.

Вираз для струму при виникненні короткого замикання в несприятливий момент часу (див. розділ 3) має наступний вигляд [87]:

$$i(t, I_m) = I_m [\sin(\omega t - \varphi_K) + e^{-\frac{t}{\tau_K}} \sin \varphi_K], \quad (4.25)$$

де I_m – амплітуда фазного струму короткого замикання (у подальшому $I_{mn.\dot{don}}$ – амплітуда гранично допустимого струму);

$$\varphi_K \text{ знаходиться з рівняння (3.15): } \sin(\omega t - \varphi_K) + e^{-\frac{\omega t}{\omega \tau_K}} \sin \varphi_K = 0$$

Прийmemo, що температура навколишнього середовища $T_{навк} = 40^\circ C$. Використовуючи дані табл. 4.2 складається аналітичний вираз для перехідного теплового опору $r(t)$, а з допомогою (4.25) складається вираз для нагріву тиристора $\theta_{кз}$ при відключенні струму к.з. як функції струму і часу.

$$\theta_{кз}(t, I_{mn.\dot{don}}) = \int_0^t i(t - \tau, I_{mn.\dot{don}}) \cdot [U_0 + i(t - \tau, I_{mn.\dot{don}}) \cdot R_\partial] \cdot \frac{\partial}{\partial \tau} r(\tau) d\tau. \quad (4.26)$$

Слід зазначити, що контактор часто вимикає аварійні струми вже заздалегідь працюючи в сталому режимі (середня частота вмикань $n_0 = 600 \frac{вкл}{час}$ або $n_0 = 0,167 \frac{вкл}{с}$, період струму, що вимикається $T = 0,02$ с), що також викликає нагрівання структури СНП $\theta_{стал}$:

$$\theta_{стал} = P_{ср} \cdot R_{thj} \quad (4.27)$$

де $P_{ср} = \frac{\sqrt{2} I_{ном.p}}{Q} \left(0,455 \frac{U_0}{\pi} + 0,114 \cdot \sqrt{2} I_{ном.p} R_\partial \right)$ ((4.11) для схеми на рис. 3.4, б);

$I_{ном.p}$ – діюче значення номінального робочого струму тиристора;

R_{thj} – сталий тепловий опір тиристора.

Таким чином, сумарний нагрів СНП контактора, заздалегідь працюючого в сталому режимі, який вимикає аварійний струм к.з., визначається:

$$\theta = \theta_{стал} + \theta_{кз}.$$

Враховуючи, що струм $I_{н.\dot{don}}$ тиристора дорівнює десятиразовому струму $I_{ном.p}$, а максимально допустима температура напівпровідникової структури даних типів тиристорів $125^\circ C$ [90], можна знайти діюче значення з рівняння

$$125^0 - T_{навк} = \theta_{стал}(I_{ном.p}) + \theta_{кз}(I_{ном.p}). \quad (4.28)$$

Для розглянутого випадку рівняння (4.26) набуде вигляду

$$\begin{aligned} & \frac{\sqrt{2}I_{ном.р}}{Q} \left(0,455 \frac{U_0}{\pi} + 0,114 \cdot \sqrt{2}I_{ном.р} R_{\partial} \right) \cdot R_{thj} + \\ & + \int_0^t \left[10\sqrt{2}I_{ном.р} (\sin \omega(t - \tau) - \varphi_K) + e^{-\frac{(t-\tau)}{\tau_K}} \sin \varphi_K \right] \cdot U_0 + \\ & + \left[10\sqrt{2}I_{ном.р} (\sin \omega(t - \tau) - \varphi_K) + e^{-\frac{(t-\tau)}{\tau_K}} \sin \varphi_K \right]^2 \cdot R_{\partial} \frac{\partial}{\partial \tau} r(\tau) d\tau - 85 = 0. \end{aligned}$$

У табл. 4.3 наведені значення $I_{ном.р}$ для усіх типів тиристорів, що розглядаються, які визначені таким чином.

Таблиця 4.3 - Значення параметрів тиристорів

Номинальний струм контактора $I_{ном}, A$	Тип тиристора	Гранично допустимий струм кон- тактора $I_{пр.доп}, A$	Номинальний робочий струм контактора $I_{ном.р}, A$		Відношення $\frac{I_{ном.р}}{I_{ном}}$	
			Розраху- нковий	Прийня- тий	Розра- хунко- вий	Прийня- тий
100	T151-100	1132,4	113,2	80	1,13	0,8
160	T161-160	1462,9	146,2	128	0,914	0,8
250	T171-250	2157,5	215,8	200	0,862	0,8
400	T143-400	3471,4	347,1	320	0,868	0,8
630	T143-630	5101,0	510,1	504	0,809	0,8

У результаті проведених досліджень можна зробити такі висновки:

- розроблена методика визначення перевищення температури структури СНП у порівнянні з запропонованою у [102] дозволяє розрахувати її з більш високою точністю в умовах роботи СНП у складі гібридних апаратів, а для виконання розрахунків за допомогою даної методики достатньо мати інформацію тільки о параметрах СНП (R_{∂} , U_0 , R_{thj}), які завжди наводяться у довідковій літературі;

- всі розглянуті тиристори забезпечують співвідношення $\frac{I_{ном.р}}{I_{ном}}$

не менше 0,8 (раніше в існуючих конструкціях співвідношення струмів приймали 0,6), що дозволяє правильно розраховувати режим роботи СНП у складі НК гібридних контакторів, раціонально вибирати тип СНП без невиправданого запасу за струмом, що у свою чергу покращує техніко-економічні показники гібридних контакторів;

- запропонована в роботі методика розрахунку може бути використана в системах автоматизованого проектування як гібридних, так і безконтактних напівпровідникових апаратів.

Для СНП, що працюють у складі силових НК гібридних контакторів постійного струму, проводяться аналогічні розрахунки їх теплового режиму, відмінність полягає лише у визначенні потужності втрат в провідному стані СНП ((4.1) і (4.3)), оскільки імпульс струму має прямокутну форму. Також для розрахунку теплового режиму повністю керованих СНП (*IGBT*-транзисторів і двоопераційних тиристорів), що використовуються в НК гібридних контакторів постійного струму, не потрібна апроксимація перехідного теплового опору $r(t)$, оскільки в довідковій літературі наводиться його математичний вираз для конкретного типу СНП у вигляді ряду експонент (4.21).

4.5. Резюме

1. Показано, що навантаження на СНП гібридних ключів характеризується наступними особливостями:

- вмикання СНП гібридних ключів при розмиканні ГК відбувається не під впливом високої напруги мережі, як завжди, а під впливом невеликої напруги на «короткій» електричній дузі (порядку 10 – 14 В), яка виникає на ГК в процесі перетікання струму з ГК в НК (зазвичай десяті частки мс і менше);

- час протікання струму через СНП при вимиканні апарату невеликий і не перевищує 0,02 с у колах змінного струму, а в колах постійного струму ще менший і визначається тільки часовим проміжком, необхідним для відновлення потрібної електричної міцності контактного проміжку контактів, що розходяться;

- швидкість перетікання струму з ГК в СНП напівпровідникового ключа при вимиканні апарату відносно невисока (не більше 20 А/мкс), тобто істотно нижче за їх допустимі значення;

- у момент вимикання повністю керованих СНП в ключах постійного струму до цих приладів прикладається велика (вище за полукратну номінальну напругу) пряма напруга, що відновлюється, при значних швидкостях її зростання;

- тривалість протікання струму крізь НК змінного струму не постійна, а має статистичний характер.

При цьому встановлено, що сумарна електрична потужність або енергія втрат в СНП визначається тільки наступними складовими: статичними втратами або втратами у відкритому стані, які визнача-

ються напругами насичення СНП і струмом навантаження; динамічними втратами на вимикання, пов'язаними з тривалістю перехідного процесу, амплітудою струмів і напруг, що вимикаються.

2. Запропоновані аналітичні вирази, що дозволяють визначати потужність втрат в СНП у всіх режимах роботи гібридних контакторів, у тому числі які враховують статистичний характер навантаження на СНП у колах змінного струму.

3. Показано, що для дослідження теплового режиму СНП у складі гібридних контакторів доцільно застосовувати аналітичний метод розрахунку температури структури СНП, виконаний як на базі спрощених теплових моделей, так і максимально наближених до реальної конструкції цих приладів. При цьому вважалось, що всі втрати в ключі перетворюються в тепло, яке виділяється в площині кремнієвої пластини паралельно основному *p-n* переходу (колекторному для біполярного транзистора і *IGBT*, центральному переходу в тиристорах), а визначення допустимих режимів роботи СНП засновано на оцінці температури переходу T_j , яка повинна бути нижче за деякий граничний рівень, який зазначений в довідкових матеріалах (T_{jmax}).

4. Встановлено, що більш повне і точне уявлення про температурне поле СНП дає аналітичний метод, заснований на чисельному розв'язку рівнянь теплопровідності на базі моделі, яка адекватно відображає конструкцію реальних СНП.

5. Розроблена методика розрахунку температури структури СНП при дії імпульсів струму довільної форми, яка на відміну від відомих дозволяє з більш високою точністю визначати цю температуру в умовах роботи СНП у складі гібридних контакторів, а для виконання розрахунків з її допомогою достатньо мати інформацію тільки про параметри СНП, необхідні для розрахунку потужності втрат. Крім того, використання при розрахунках нескладних стандартних програм в середовищі Mathcad роблять цю методику доступною для широкого кола фахівців.

Розділ 5

РЕЗУЛЬТАТИ РОЗРОБКИ УДОСКОНАЛЕНИХ ГІБРИДНИХ КОНТАКТОРІВ ТА ЇХ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

5.1. Нові технічні рішення зі створення гібридних контакторів змінного струму та їх аналіз

Удосконалення контакторів може відбуватись шляхом удосконалення окремих складових (аналітична стадія), а також шляхом пошуку найбільш раціональних рішень, що об'єднують складові апарату в одне ціле (синтетична стадія). Структура складу гібридних контакторів у найзагальнішому вигляді наведена на рис. 5.1 [1, 68]. Саме такими шляхами з урахуванням розроблених у розділі 2 вимог як до окремих вузлів, так і до контактору в цілому й проводилось удосконалення гібридних контакторів змінного й постійного струму, тобто були розроблені апарати з покращеними техніко-економічними характеристиками.

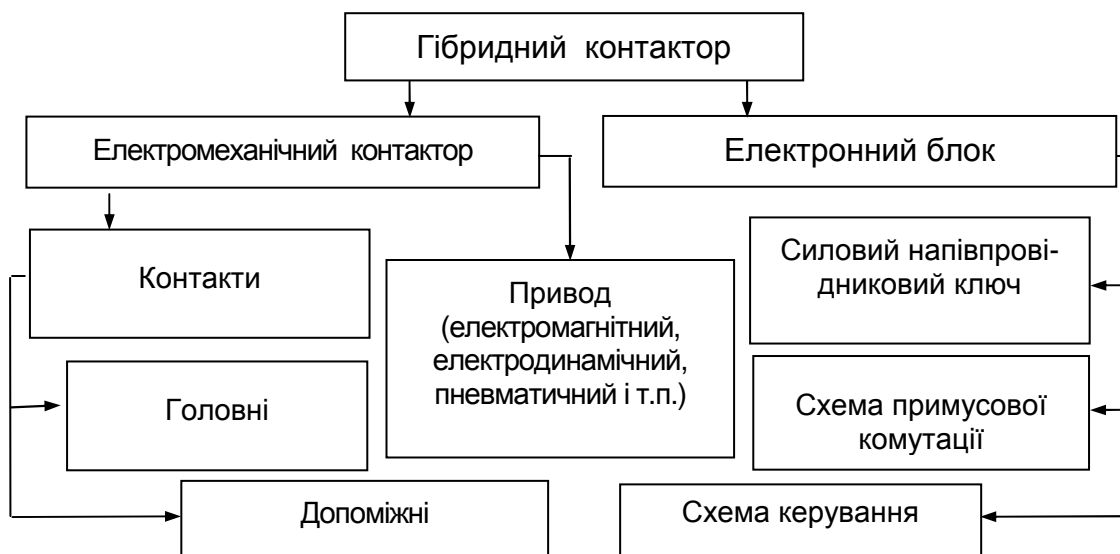


Рис. 5.1 - Функціональна схема гібридного контактора

У Харківській національній академії міського господарства на кафедрі теоретичної і загальної електротехніки у рамках держбюджетної тематики був розроблений ряд варіантів гібридних контакторів змінного й постійного струму, які виконані на рівні винаходів [25 – 28], аналізу й експериментальним дослідженням яких і присвячений цей розділ.

При цьому застосовані розроблені у розділі 2 принципи побудови гібридних контакторів, а також запропоновані способи уникнення виявлених недоліків існуючих конструкцій гібридних контакторів.

Для створення гібридних контакторів змінного струму з покращеними техніко-економічними характеристиками були розроблені варіанти принципово нових технічних рішень з їх удосконалення [25-27], причому в першому й другому варіантах керування НК здійснюється за допомогою трансформатора струму (ТС), у третьому – за допомогою магніторезистивного датчика струму, у четвертому – за допомогою оптронних тиристорів, що встановлені у колі керування котушкою електромагнітного приводу контактора, а у п'ятому використовуються властивості місткового контакту.

Два останніх варіанти є спрощеними через відсутність в них схеми захисту силового НК у режимі наскрізних струмів короткого замикання. На рис. 5.2 наведена електрична схема одного полюса першого варіанта гібридного контактора змінного струму, який виконаний на базі тиристорів (рис. 5.2, а) і на базі симісторів (рис. 5.2, б) [25, 68, 111]. Кожний полюс цього контактора містить ГК, силовий НК, який містить два зустрічно-паралельно включені тиристори $VS3$ і $VS4$ (рис. 5.2, а) або один симістор $VS3$ (рис. 5.2, б), тиристори $VS1$ і $VS2$, порогові елементи $VD3$ і $VD4$ і трансформатор струму ТС з магнітопроводом, первинна обмотка $w1$ якого підключена послідовно з ГК, а кожна його вторинна обмотка $w2$ і $w3$ через випрямлячі $VD1$ і $VD2$ – до кола керування силовим НК, який шунтує послідовне коло: ГК – ТС. Паралельно кожній вторинній обмотці ТС підключені тиристори $VS1$ і $VS2$, керуючі електроди яких через порогові елементи $VD3$ і $VD4$ підключені до силових електродів силового НК, а змінні резистори $R3$ і $R4$ підключені між силовими електродами й катодами відповідних тиристорів $VS1$ або $VS2$.

При замиканні ГК і протіканні струму в головному колі на вторинних обмотках $w2$ і $w3$ ТС виникає електричний сигнал, який через випрямляч ($VD1$ або $VD2$) і змінний резистор ($R3$ або $R4$) подається на коло керування силовим НК. Оскільки падіння напруги на замкнених ГК в режимах робочих струмів не перевищує 0,5 В, його буде недостатньо для вмикання силового НК навіть за наявності достатнього за величиною струму керування.

При розходженні ГК відбувається різке зростання падіння напруги на них, під дією якої відбувається вмикання тиристора силового НК ($VS3$ або $VS4$), провідність якого відповідає напрямку струму.

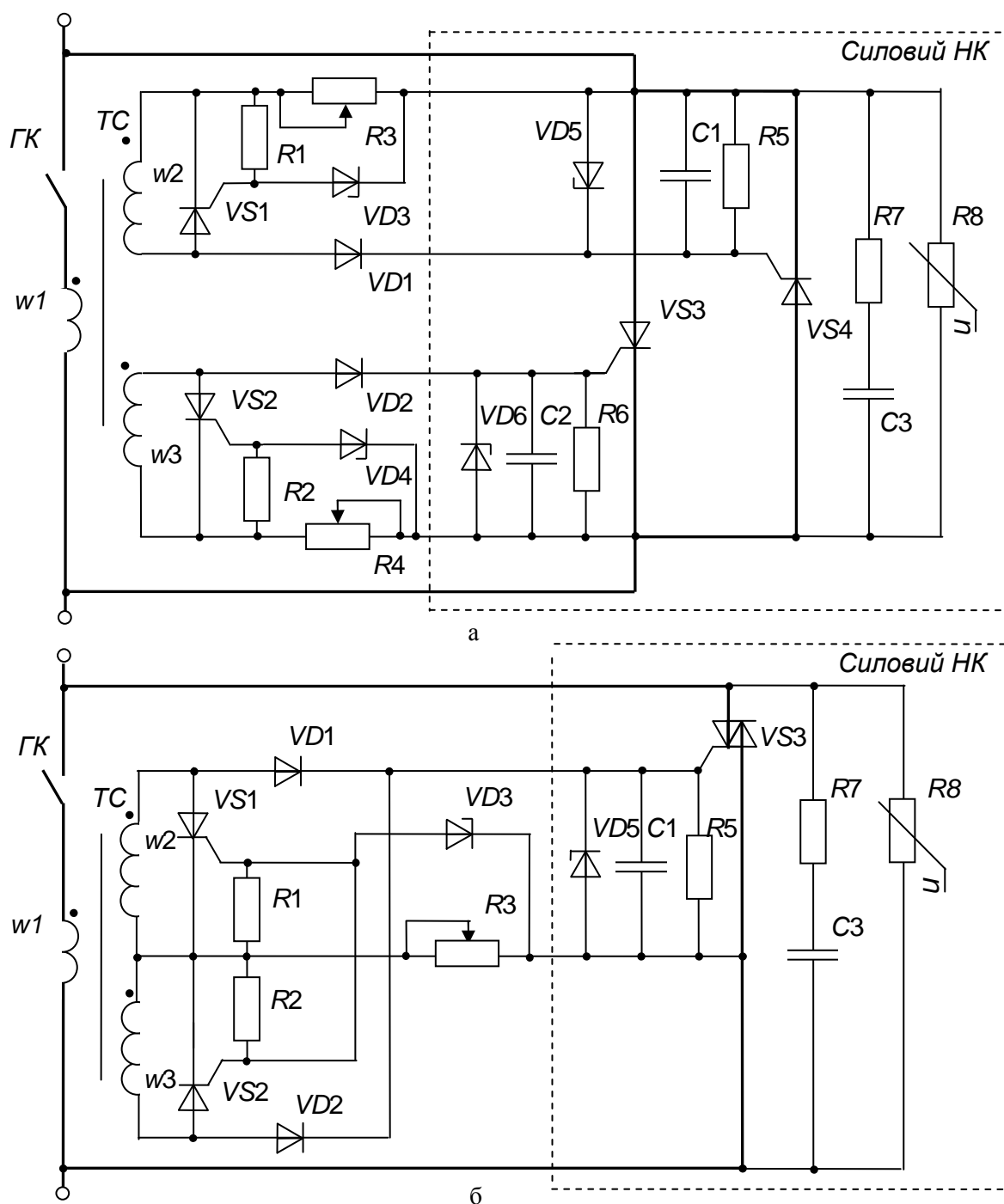


Рис. 5.2 - Електрична схема першого варіанту гібридного контактора: виконаний на базі тиристорів (а); виконаний на базі симісторів (б)

Струм з кола ГК і $w1$ переходить у коло силового НК. При повному переході струму з кола ГК ТС вимикається і схема керування силовим НК знеструмлюється.

Максимальне пряме падіння напруги на відкритому тиристорі (симісторі) силового НК складає 1,5 – 2 В, що є недостатнім для виникнення дуги на ГК. Слід зазначити, що в момент переходу струму з

кола ГК, як це було показано раніше, виникає «коротка» дуга, однак цей процес відбувається кілька десятків мікросекунд і суттєво не впливає на комутаційну зносостійкість ГК [1]. Повне вимикання кола, що комутується, відбувається при переході струму у відповідний тиристор силового НК.

Силовий НК шунтує ГК не тільки при їх розмиканні, але й при вібраціях в момент вмикання контактора.

Для запобігання виходу з ладу СНП силового НК ($VS3$ і $VS4$) при наскрізних струмах короткого замикання, які викликають електродинамічний відскік ГК і перевищують максимально допустиму перевантажувальну здібність цих приладів, застосовується спеціальна схема захисту, що складається з порогових елементів $VD3$ або $VD4$ (стабілітрона або диністора), тиристора $VS1$ або $VS2$, які забезпечують надійне шунтування вторинних обмоток ТС, і змінних резисторів $R3$ і $R4$.

При наскрізному струмі к.з., який перевищує 10-кратний номінальний струм контактора (максимальний струм, що комутується контактором), але менший за струм, при якому відбувається відскік ГК, напруга на змінному резисторі $R3$ або $R4$ стає достатньою для пробою порогового елементу $VD3$ або $VD4$. При цьому $VS1$ або $VS2$ одержує сигнал керування і шунтує вторинну обмотку $w2$ або $w3$. Через те сигнал керування через випрямляч $VD1$ або $VD2$ не надходить до кола керування силовим НК і його тиристири (симістор) не шунтують ГК при електродинамічних відскоках.

Розрахунок ТС, які працюють в наведених режимах, рекомендується проводити з використанням відомої методики, наведеної в [1].

Величина опору змінного резистора обирається з умови, що падіння напруги на ньому при максимальному струмі, що вимикається, в режимі рідкісних комутацій менше за напругу пробою порогового елемента, а при наскрізних струмах короткого замикання це падіння напруги повинне перевищувати вищевказану напругу пробою.

Обмежувач перенапруг (ОП), який виконаний на резисторі $R7$, конденсаторі $C3$ і варисторі $R8$, забезпечує надійний захист СНП НК як від комутаційних, так і зовнішніх перенапруг. При цьому, як показано у розділі 3, рівень комутаційних перенапруг знижується приблизно на 30 %.

Цей гібридний контактор змінного струму має підвищену надійність роботи при зменшених габаритах і вартості за рахунок того, що в розімкненому стані контактора схема керування (СК) знеструмлена, знижені витрати міді в ТС (приблизно на 50 %) через зменшення

кількості вторинних обмоток з чотирьох до двох, спрощена СК вми-
канням керованих СНП силового НК через зменшення кількості її
елементів з 60 до 36 для триполюсного виконання контактора [1].

Таким чином даний гібридний контактор забезпечує бездугову
комутацію кола як при вмиканні, так і при вимиканні апарату, його
робота не залежить від типу привода, який забезпечує комутацію
контактної системи апарату. У порівнянні з існуючими апаратами
цього типу за рахунок запропонованих схемних рішень і економного
режиму роботи складових у нього зменшені габарити й вартість а та-
кож підвищена надійність його роботи.

На рис. 5.3 наведена електрична схема другого варіанту гібрид-
ного контактора (зображений також один полюс) [26, 68, 111].

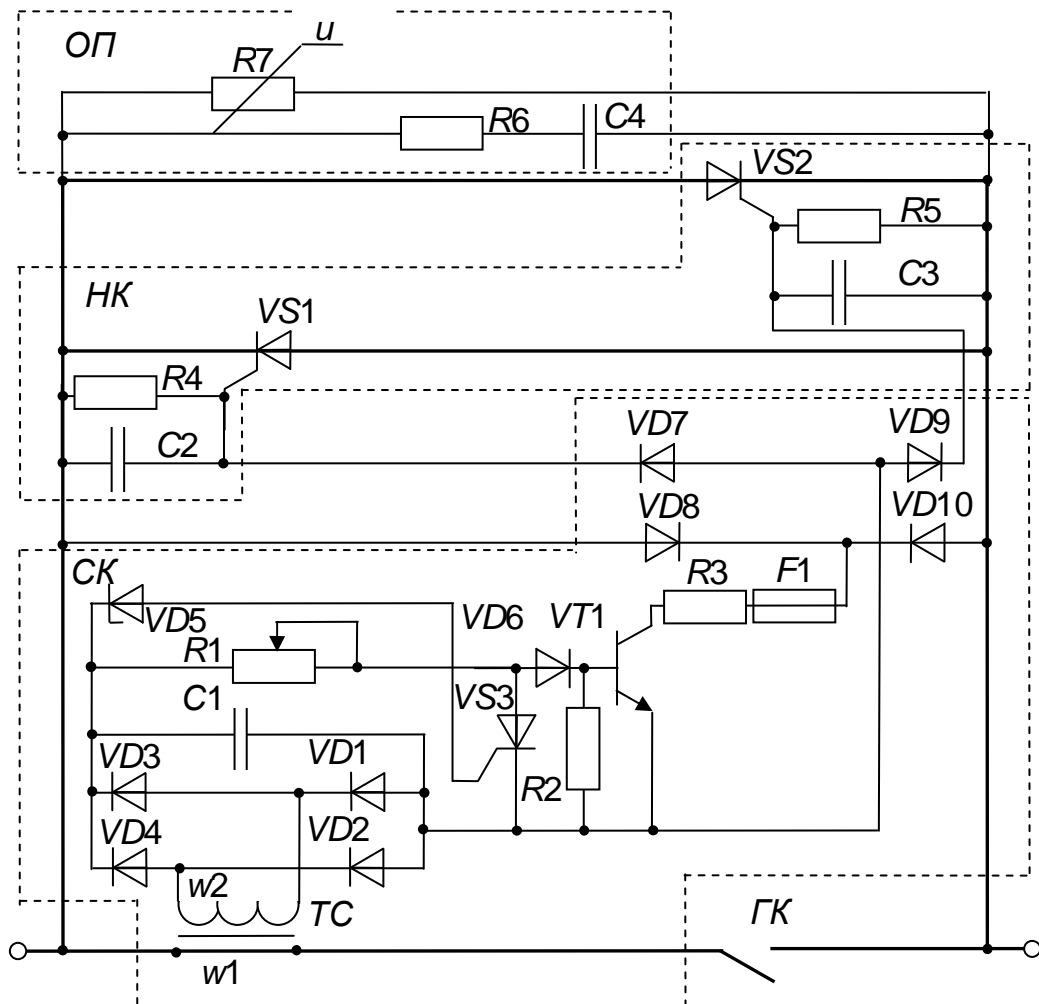


Рис. 5.3 - Електрична схема другого варіанту гібридного контактора
змінного струму

Кожен полюс цього контактора містить ГК, силовий НК, який міс-
тить два керованих СНП $VS1$ і $VS2$, включених зустрічно-
паралельно, демпфуюче RC -коло ($R6$, $C4$), що їх шунтує, варистор

$R7$, ТС з магнітопроводом, випрямляч ($VD1 - VD4$) з ємнісним фільтром $C1$ і малопотужний безконтактний ключ $VS3$, причому первинна обмотка $w1$ приєднана послідовно з ГК, а силовий НК приєднаний паралельно ним.

Вхідні електроди малопотужного транзисторного ключа $VT1$ через змінний резистор $R1$ і випрямляч з ємнісним фільтром приєднані до вторинної обмотки $w2$ ТС, а між цими електродами підключений малопотужний безконтактний ключ $VS3$. При цьому його електрод керування через стабілітрон $VD5$ приєднаний до виводу випрямляча ($VD1 - VD4$), до якого підключений змінний резистор $R1$, вихідні ж електроди транзисторного ключа $VT1$ через обмежуючий резистор $R3$ і запобіжник $F1$ підключені між анодною й катодною групою діодів другого випрямного моста ($VD7 - VD10$).

Кожен з катодів діодів його анодної групи приєднаний до керуючих електродів силового НК, а кожен з анодів катодної групи приєднаний до його протилежних вихідних електродів. На рис. 5.3 як керуваний СНП і малопотужний безконтактний ключ застосовані одноопераційні тиристори.

При замиканні ГК і протіканні струму у головному колі на вторинній обмотці ТС виникає електричний сигнал, який через випрямляч ($VD1 - VD4$) і змінний резистор $R1$ подається на базу $VT1$ і переводить його в режим насичення. При цьому малого падіння напруги на замкнених ГК, як раніше зазначено, недостатньо для вмикання силового НК.

При розходженні ГК і різкому зростанні падіння напруги на них, під дією якого по колу: діод катодної групи ($VD7 - VD10$) – $VT1$ – діод анодної групи ($VD7 - VD10$) – керуючі електроди $VS1$ або $VS2$ силового НК відбувається вмикання тиристора, провідність якого відповідає напрямку струму. Струм з кола ГК і $w1$ переходить у коло силового НК. Як і в попередньому варіанті при повному перетіканні струму з кола ГК схема керування силовим НК знеструмлюється.

Повне вимикання кола, що комутується, відбувається при переході струму в $VS1$ або $VS2$ через нуль.

У такий же спосіб силовий НК шунтує ГК не тільки при їх розмиканні, але й при вібраціях у момент вмикання контактора.

Відмінною особливістю розглянутого варіанта є те, що живлення СК має місце тільки при підвищеному падінні напруги на ГК, тому сигнал на вмикання силового НК буде подаватися тільки при розмиканні ГК протягом існування «короткої» дуги на ГК.

Для запобігання виходу з ладу СНП силового НК при наскрізних струмах к.з. тут як і в попередньому варіанті застосована спеціальна схема захисту, яка містить стабілітрон $VD5$, малопотужний безконтактний ключ $VS3$, діод $VD6$ і змінний резистор $R1$.

При наскрізному струмі к.з. напруга на $w2$ стає достатньою для пробією стабілітрона $VD5$, при цьому $VS3$ одержує сигнал керування і шунтує вхідне коло $VT1$. Через це керуючий сигнал не подається на базу $VT1$ і він працює в режимі відсікання, тому з СНП силового НК зняте керування і вони не шунтують ГК при електродинамічних відскоках.

Цей гібридний контактор у порівнянні з існуючими [1, 2] має підвищену надійність роботи, більш низку вартість і габарити, в ньому суттєво (майже на порядок) знижені витрати міді й трансформаторної сталі. Зазначене здійснюється значним (більше ніж на порядок) зниженням потужності керування у включеному стані апарату, відсутністю споживання у вимкненому стані, зниженою зоною можливого виникнення дуги при вимиканні невеликих струмів, суттєвим (більше ніж на порядок) зниженням потужності ТС і скороченням вторинних обмоток до однієї.

Отже, у запропонованих схемах гібридних контакторів змінного струму, в яких застосовано у схемі керування ТС:

- забезпечується практично бездугова комутація навантаження як при вмиканні, так і при вимиканні;
- в увімкненому і вимкненому станах апарату силовий НК знеструмлений і тільки у мить вимикання по ньому проходить імпульс струму, який переривається при першому переході його через нуль, що дозволяє застосовувати СНП у НК не тільки без примусового охолодження, а й без охолоджувачів;
- суттєво знижені витрати міді і сталі (від 50 до 30 % в залежності від варіанта виконання);
- рівень комутаційних перенапруг знижений на 30 %, що дозволяє застосовувати тиристори 7-го класу замість 10-го, як це було в раніше розроблених контакторах, у мережах з напругою 380 В;
- знижені габарити і вартість (приблизно на 10 – 20 % в залежності від варіанту виконання), підвищена надійність роботи за рахунок спрощення СК і зниження споживаної потужності;
- замикання ГК відбувається при високій напрузі мережі, що виключає втрату контакту в їх колі через наявність на поверхні контактів струмонепровідних плівок;
- не потрібне додаткове джерело живлення.

У зв'язку з тим, що в контакторах першого варіанту завжди є зона можливого виникнення дуги при вимиканні через те, що вторинний струм ТС у цій зоні менше за струм керування НК, цей варіант доцільно застосовувати при побудові контакторів на високі номінальні струми (вище 160 А). У цьому випадку зазначена зона буде вузькою [1], що не буде призводити до помітного зниження комутаційної зносостійкості апарату. Навпаки, другий варіант електричної схеми гібридного контактора, характерною особливістю якого є підвищена кількість вторинних витків ТС через малий струм керування транзисторним ключем, доцільно застосовувати для побудови контакторів на більш низькі номінальні струми (160 А і нижче) [68].

На рис.5.4 і 5.5 наведені електричні схеми гібридного контактора змінного струму третього варіанту [27], особливість якого в тому, що у нього підвищена надійність схеми керування НК і зменшені її габарити за рахунок наявності спільних елементів для трьох полюсів контактора (синтетична стадія удосконалення), а також в його схемі керування замість трансформатора струму введений магніторезистивний датчик струму (ДС) [68]. У цих контакторах введення нових конструктивних елементів і зв'язків дозволяє забезпечити бездугову комутацію кола, живлення СК тільки при протіканні струму по ГК, знизити габарити і масу, а також знизити трудоемності виготовлення апарату завдяки виключенню зі схеми ТС.

Схема гібридного контактора змінного струму, який виконаний з використанням оптронних симісторів, наведена на рис. 5.4, а з використанням магнітокерованих контактів (герконів) – на рис. 5.5. На рис. 5.6 наведені осцилограми напруг на виході датчиків струму [27]. Гібридний контактор змінного струму, як і наведені вище варіанти, містить у кожному полюсі ГК, паралельно до яких підключений силовий НК, який складається з двох зустрічно-паралельно включених СНП з паралельно увімкненим обмежувачем перенапруг ОП (резистор $R6$, конденсатор $C3$, варистор). Також він містить мостовий випрямляч $VD2 - VD7$ з ємнісним фільтром, малопотужний транзисторний ключ $VT1$ і малопотужний безконтактний ключ $VT2$, увімкнений паралельно входу малопотужного транзисторного ключа $VT1$. Кожен полюс містить магніторезистивний ДТ, підковоподібний магнітопровід якого охоплює струмопровід головного кола контактора на відрізок, який розташований між ГК і точкою приєднання силового НК, а у повітряний зазор магнітопроводу введений магніторезистор $R9$. Вихідні клеми контактора через обмежувальні конденсатори $C1$ підключені до входу випрямляча $VD2 - VD7$, а паралельно виходу ви-

прямляча підключений стабілітрон $VD9$. Також паралельно виходу $VD2 - VD7$ підключені через обмежувальні резистори $R1$ вищезазначені магніторезистори, при цьому виходи кожного магніторезистивного ДС через розділяючі діоди $VD8$ і обмежувальний резистор $R3$ підключені до вхідного кола $VT1$, у вихідне коло якого послідовно включені вхідні кола оптронних симісторів $VD1$ або керуючі котушки магнітокерованих контактів (герконів) k у кількості, що дорівнює числу полюсів апарату.

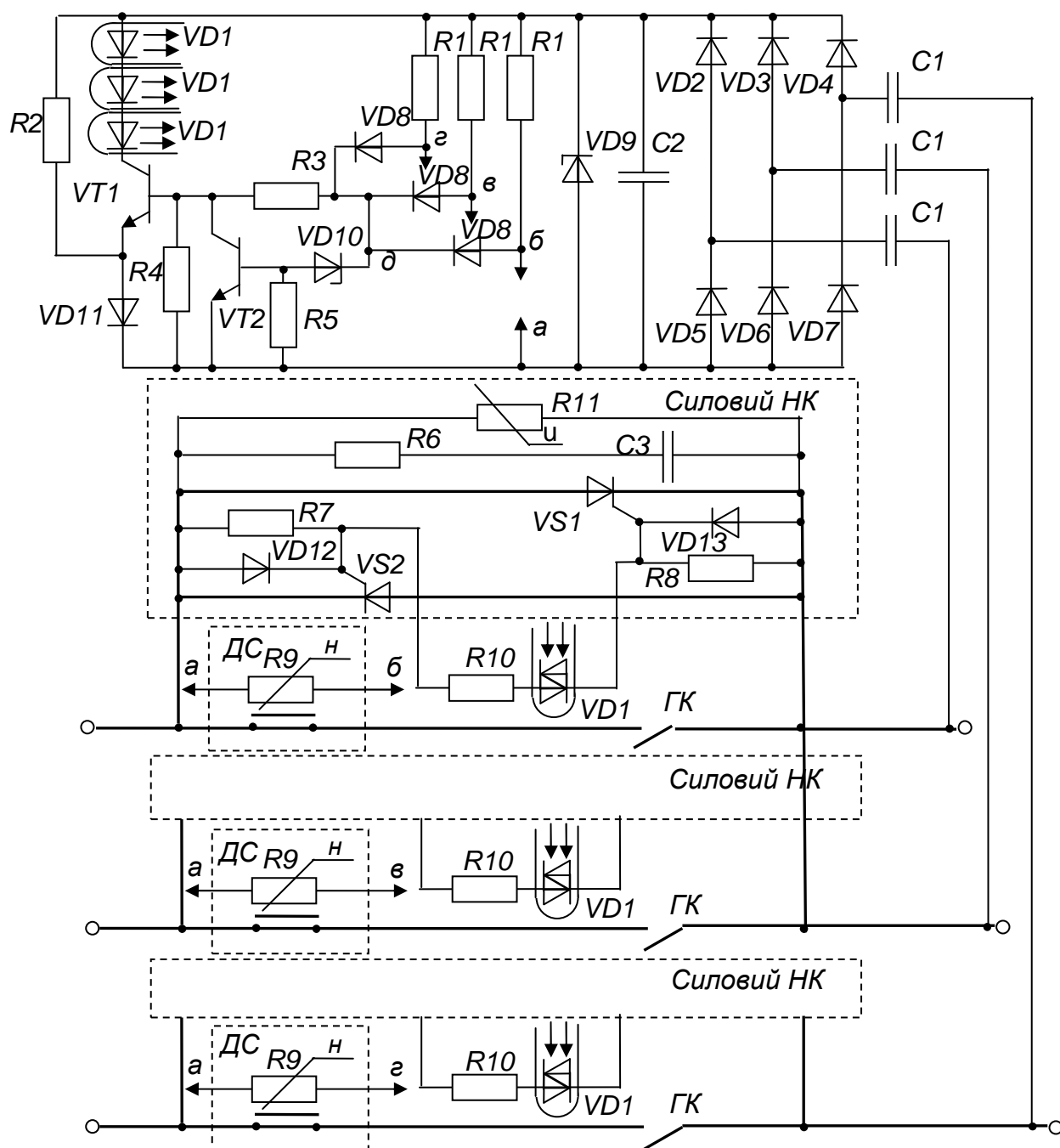


Рис. 5.4 - Схема гібридного контактора змінного струму з використанням у схемі керування силовим НК оптронних симісторів

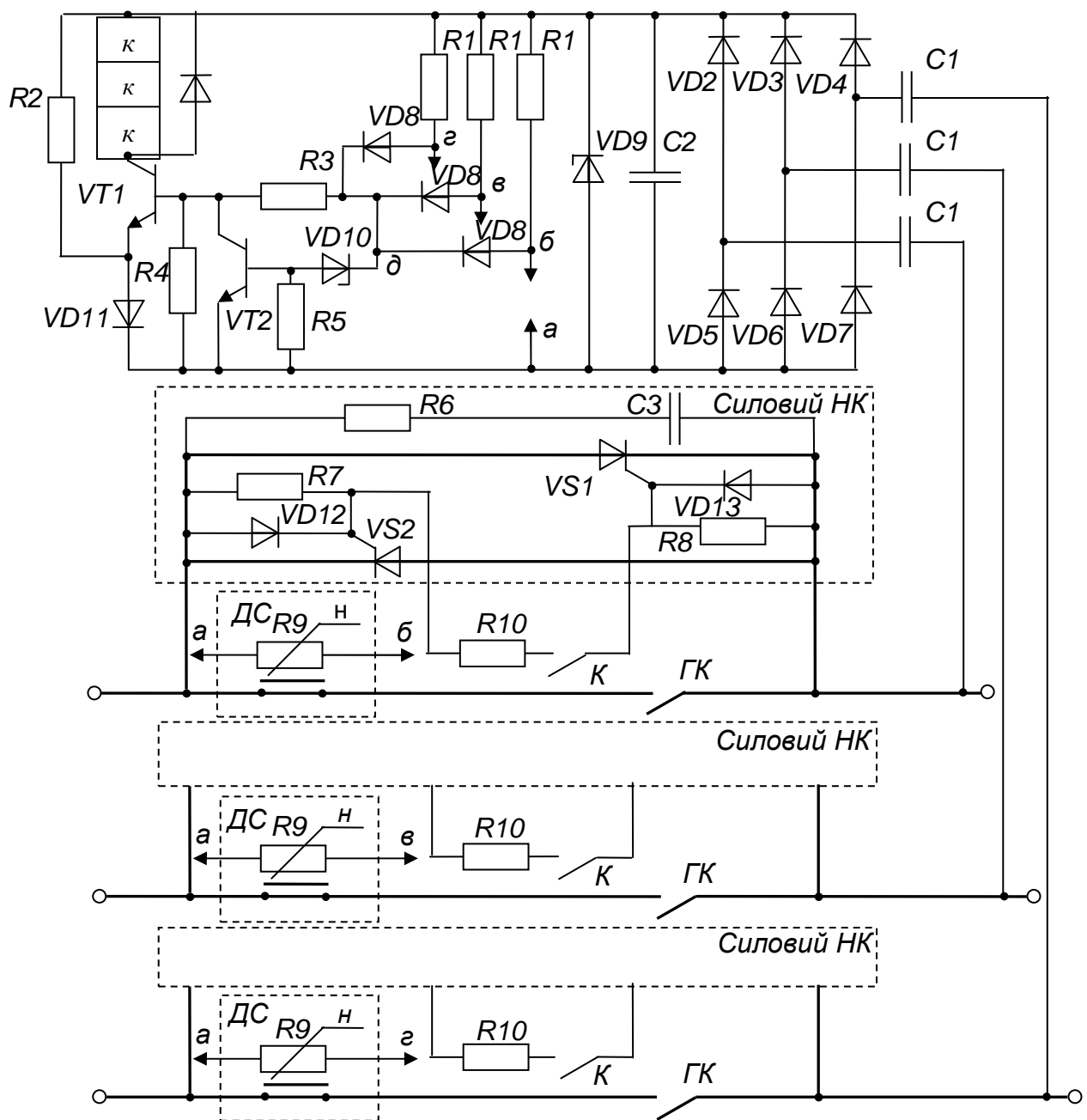


Рис. 5.5 - Схема гібридного контактора змінного струму з використанням в СК силовим НК магнітокерованих контактів (герконів)

Вихідні кола оптронних симісторів або безпосередньо контакти герконів K підключені через резистор $R10$ між керуючими електродами кожного з СНП НК, вхід же малопотужного безконтактного ключа $VT2$ підключений через стабілітрон $VD10$ до спільної точки з'єднання розділових діодів $VD8$.

На рис. 5.4 і рис. 5.5 як СНП НК застосовуються тиристори, а як малопотужний безконтактний ключ – малопотужний транзистор.

Причому елементи апарату ГК і НК створюють головне коло апарата, а решта елементів – СК силовим НК.

У вимкненому стані апарату його ГК розімкнені, на СК силовим НК живлення не подається і він знаходиться під дією фазної напруги мережі.

При вмиканні апарату і замиканні ГК напруга живлення подається на СК через обмежуючі конденсатори $C1$, чим забезпечується живлення схеми керування силовим НК, причому наявність обмежуючих конденсаторів $C1$ забезпечує низький рівень споживаної СК активної потужності.

При виникненні струму в головному колі в зазорі підковоподібного магнітопроводу виникає магнітний потік, що призводить до зростання опору магніторезистора $R9$. Напруги на кожному з магніторезисторів в найбільш розповсюдженому триполюсному виконанні апарату зсунуті за фазою на кут $2\pi/3$, тому форма напруги між точками a і d (U_{ad}) має вигляд, наведений на осцилограмах рис. 5.6 [27]. Цієї напруги достатньо для вмикання малопотужного транзисторного

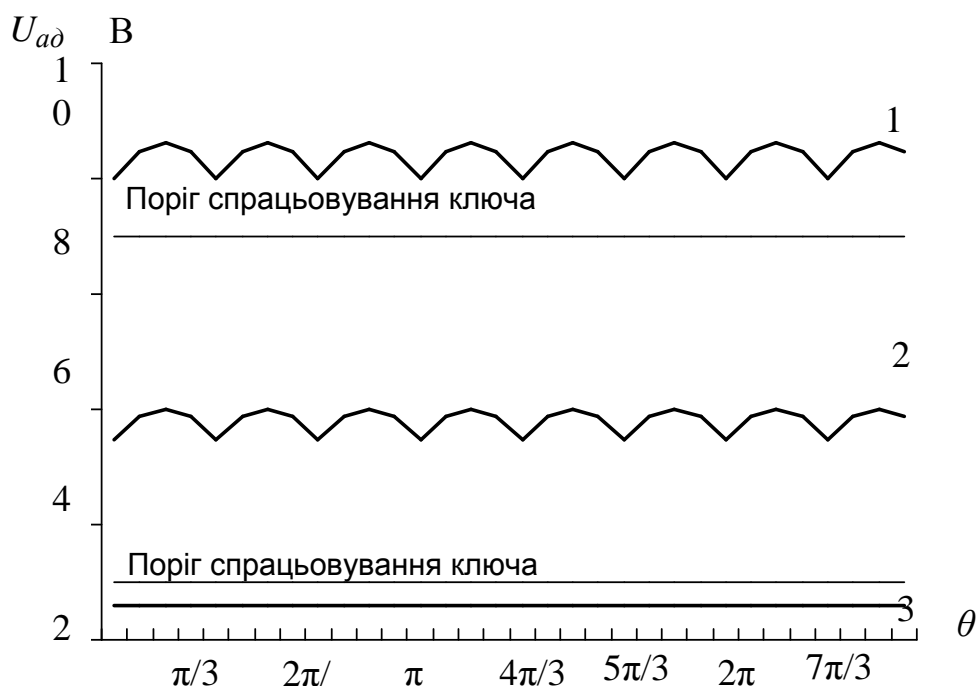


Рис. 5.6 - Осцилограми напруг на виході датчиків струму гібридного контактора

ключа $VT1$ навіть при струмах суттєво нижчих за номінальний струм контактора, у зв'язку з різкою залежністю опору магніторезистора від магнітної індукції поля. Причому опори магніторезистора $R9$ і додаткового резистора $R1$ обирають такими, що при протіканні струмів, при яких має місце електродинамічний відскік ГК, величина напруги U_{ad} (осцилограма 1 на рис. 5.6) перевищує поріг спрацьовування малопотужного безконтактного ключа $VT2$, який шунтує вхід $VT1$, а

при комутації неаварійних робочих струмів напруги $U_{ад}$ (осцилограма 2 на рис. 5.6) завжди достатньо для вмикання $VT1$, причому струм в його колі є достатнім для створення необхідного струму керування оптронними симісторами $VD1$ або магнітокерованими контактами K . Падіння напруги на замкнених ГК недостатньо для вмикання силового НК навіть при наявності достатнього за величиною струму у вхідному колі оптронних симісторів $VD1$ або у колі керуючих котушок герконів.

При розімкненні ГК і різкому зростанні падіння напруги на них, відбувається включення тиристора силового НК, провідність якого відповідає напрямку струму у колі ГК, який і переходить у коло силового НК. При повному перетіканні струму з кола ГК напруга на виході ДС знижується нижче порогу спрацьовування малопотужного транзисторного ключа $VT1$ (осцилограма 3 на рис. 5.6) і СК силовим НК знеструмлюється.

Розрахунок магнітного поля магніторезистивного ДС пропонується виконувати за методикою, наведеною в [2] для розрахунку ДС на магнітокерованих контактах.

Слід зазначити, що в ДС замість магніторезисторів можуть бути застосовані й магнітодіоди.

Як і в попередніх варіантах, силовий НК шунтує ГК як при розімкненні, так і при вібраціях у момент вмикання апарату.

При протіканні наскрізних струмів к.з. величина напруги $U_{ад}$ вже становиться достатньою для пробою стабілітрона $VD10$, який вмикає $VT2$, через що транзисторний ключ $VT1$ вимикається і силовий НК не вмикається, тобто не зазнає руйнуючого впливу у випадку протікання струмів к.з.

Слід зазначити, що магнітокеровані контакти K в наведеному на рис. 5.5 контакторі розмикають коло керування силовим НК у момент, коли коло ГК шунтується ним, тобто при напругах, як було зазначено раніше, не більше 1,5 – 2,0 В. Вмикаються ці контакти ще при меншому значенні напруги, яке визначається падінням напруги на замкнених ГК. Такий спрощений режим бездугової комутації герконів у даному контакторі дозволяє наблизити рівень їх комутаційної зносостійкості до рівня механічної, яка у сучасних герконів перевищує десятки мільйонів циклів. Звісно, за швидкодією і ударостійкістю цей контактор поступається наведеному на рис. 5.4, однак, вартість його нижча.

Пропонований гібридний контактор у порівнянні з розглянутими вище варіантами забезпечує відсутність зони комутації з дугою як при вмиканні, так і при вимиканні, у нього зменшені габарити і вар-

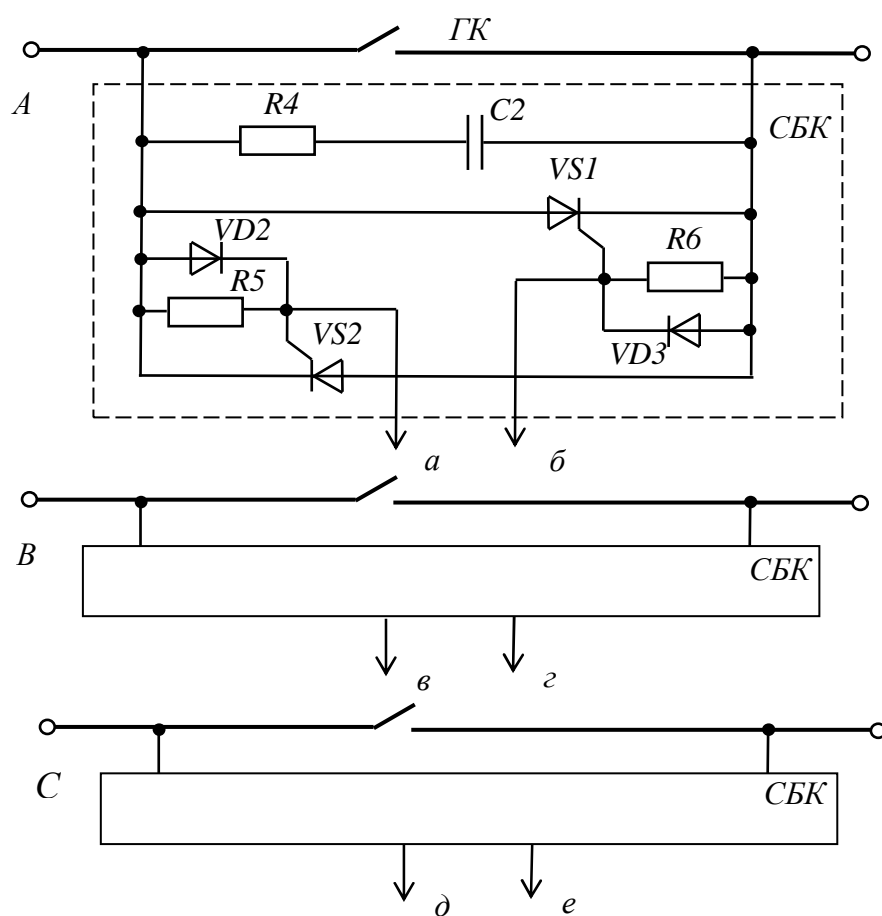
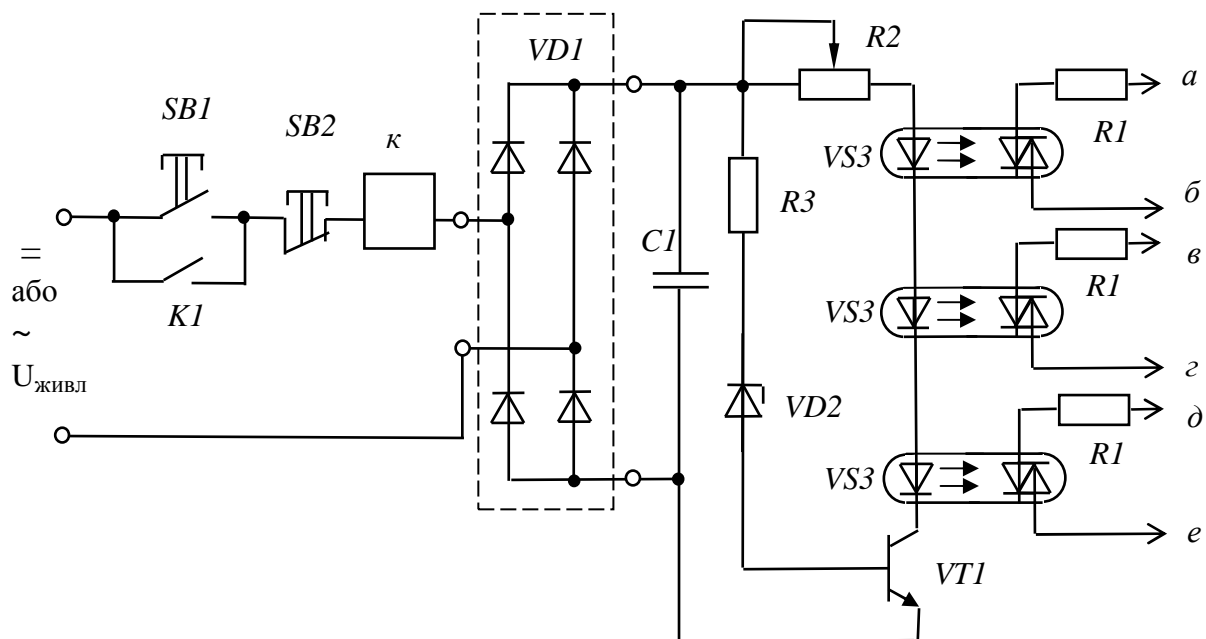
тість за рахунок запропонованих схемних рішень і економного режиму роботи складових, підвищена технологічність його виробництва і надійність за рахунок виключення використання у схемі керування ТС, окрім того, він не має обмежень при застосуванні у всьому можливому діапазоні номінальних струмів.

Недоліком цього варіанту є те, що його доцільно застосовувати тільки при створенні триполюсного виконання контактора і крім того для живлення його СК необхідне додаткове джерело.

Нижче розглянуто два спрощених варіанти удосконалених гібридних контакторів (четвертий та п'ятий), у яких немає захисту силового НК від впливу наскрізних струмів к.з. при можливому електродинамічному відкиданні ГК [112, 113]. Такі технічні рішення можуть бути цілком прийнятними у зв'язку з появою у останні роки силових НК зі збільшеними струмами перенавантаження. Тому режим наскрізних струмів к.з. у колі гібридних контакторів стає менш небезпечним для таких силових НК, через що відпадає необхідність їх захисту.

Четвертий варіант гібридного електромагнітного контактору змінного струму (рис. 5.7) містить у кожному полюсі головні контакти ГК, паралельно яким підімкнений силовий НК, що складається з двох керованих безконтактних елементів $VS1$ і $VS2$, підімкнених у прямому та зворотному напрямках відносно один до одного, малопотужний оптронний симістор $VS3$, вихідне коло якого підімкнене через резистор $R1$ між керованими електродами кожного з безконтактних елементів $VS1$ і $VS2$, а також спільні елементи: мостовий випрямляч $VD1$ з ємнісним фільтром $C1$, малопотужний транзисторний ключ $VT1$, у вихідне коло якого послідовно підімкнені вхідні кола малопотужних симісторів $VS3$ у кількості, що дорівнює числу полюсів контактора, стабілітрон $VD2$, котушку k електромагнітного приводу, підімкнену до джерела її живлення через послідовно з'єднані дві кнопки $SB1$ і $SB2$, перша з яких містить нормально розімкнуті контакти, а друга – нормально замкнуті. При цьому паралельно першій кнопці підключені нормально розімкнуті допоміжні контакти $K1$, вхід же мостового випрямляча $VD1$ підключений послідовно з котушкою k електромагнітного приводу, а його вихід – через змінний резистор $R2$ до вихідного кола малопотужного транзисторного ключа $VT1$. Вхід цього ключа через стабілітрон $VD2$ та обмежувальний резистор $R3$ підключений до виводу випрямляча $VD1$, до якого підімкнений змінний резистор $R2$.

У вимкненому стані контактора головні контакти ГК розімкнені, котушка κ відключена, на схему керування силовим НК живлення не подається. Силовий НК у цей час знаходиться під впливом фазної напруги мережі.



При натисканні кнопки *SB1*, тобто при вмиканні контактора, по колу котушки *k* починає протікати струм, який через випрямляч *VD1* заряджає конденсатор *C1*. Як тільки напруга на цьому конденсаторі досягне рівня пробоя стабілітрона *VD2*, транзисторний ключ *VT1* включиться і по вхідним колам оптронних симісторів *VS3* буде протікати струм, достатній для їх включення.

Величина ємності конденсатора *C1* вибирається із умови, що час заряду цього конденсатора до рівня напруги, яка відповідає напрузі стабілізації стабілітрона *VD2*, повинен бути на декілька мс більше проміжку часу, що відлічується від моменту замикання кнопки *SB1* до моменту замикання головних контактів ГК. Цим досягається те, що замикання головних контактів буде здійснюватися при високій напрузі, а отже, знижується ймовірність утрати контакту в їх колі за умови, наприклад, агресивного середовища. У включеному стані контактора струм навантаження протікає по головним контактам ГК, при цьому кнопка *SB1* буде шунтована допоміжним контактом *K1*, що забезпечить відкритий стан оптронних симісторів *VS3*. Падіння напруги на головних контактах контактора у всіх режимах роботи не перевищує рівня 0,5 - 0,6 В, тому цієї напруги буде недостатньо для включення силового НК, який складається з двох зустрічно-паралельно підключених тиристорів *VS1* і *VS2*.

Також слід зазначити, що у включеному стані контактора струм у колі котушки *k* буде незначно знижений за рахунок того, що в її коло додатково введений резистор *R2* та вхідні кола оптронних симісторів *VS3*. Це не є небезпечним для роботи контактора тому що в увімкненому стані електромагнітна сила привода завжди суттєво перевищує рівень сил протидії, а її зменшення буде тільки корисним для роботи контактора. Крім того, напруга на конденсаторі *C1* в цьому режимі перевищує напругу стабілізації стабілітрона *VD2* і буде знаходитися на тому рівні, коли струм заряду конденсатора врівноважений струмом його розряду.

При натисканні кнопки *SB2*, тобто при виключенні контактора, коло котушки *k* знеструмлюється і головні контакти ГК починають розмикатися. Під впливом різкого зростання падіння напруги на них вмикається тиристор силового НК через резистор *R1* та оптронний симістор *VS3*, провідність НК відповідає напрямку струму в колі головних контактів. Струм із кола головних контактів переходить у коло силового НК. Його вмикання забезпечується розрядним струмом конденсатора *C1* через змінний резистор *R2*. Величина опору цього резистору вибирається із умови, що час розряду конденсатора *C1*

до рівня напруги, за якої вимикається транзисторний ключ $VT1$, трохи більше (на 5 – 10 мс) проміжку часу, що відлічується від моменту натискання на кнопку $SB2$ до моменту розмикання головних контактів. Як тільки транзисторний ключ $VT1$ вимкнеться, повне розмикання головного кола відбудеться при першому переході струму через нуль в тиристорі силового НК. При цьому час протікання струму через будь який з цих тиристорів не перевищує половини періоду навантаження мережі живлення.

Максимальне пряме падіння напруги на відкритому силовому НК не більше 1,5 – 2,0 В, що є недостатнім для виникнення дуги на головних контактах ГК. Слід зазначити, що в момент переходу струму з кола головних контактів через наявність індуктивності у контурі комутації (головні контакти разом з силовим НК) виникає коротка дуга, однак цей процес через мале значення вказаної індуктивності протікає кілька десятків мікросекунд і тому не завдає суттєвого впливу на комутаційну зносостійкість головних контактів.

Пропонований електромагнітний контактор змінного струму забезпечує бездугову комутацію кола, має підвищений термін служби та надійність роботи при зменшених габаритах та вартості за рахунок того, що у вимкненому стані апарату схема керування знеструмлена, для її живлення не потрібне допоміжне джерело, уникнуто використання трансформаторів, що забезпечує підвищення технологічності виробництва апарату.

Для живлення вхідних кіл оптронних симісторів використовується струм, який протікає по котушці електромагнітного приводу, що дозволяє суттєво спростити схему керування. Також у пропонованому контакторі завдяки новим технічним рішенням забезпечується відсутність зони комутації з дугою при розмиканні головних контактів.

Особливість запропонованого п'ятого варіанта контактора полягає в тому, що введення місткових головних контактів і симістора, що їх шунтує, керуючий електрод якого приєднаний до рухомого контакту головних контактів, дозволяє у порівнянні з раніше розглянутими варіантами суттєво зменшити вартість і габарити гібридного контактора, спростити схему керування силовим НК і підвищити надійність роботи контактора.

Один полюс гібридного контактора змінного струму наведений на рис. 5.8.

Цей контактор змінного струму містить у кожному полюсі головні контакти $ГК$ місткового типу, паралельно яким підключений симістор VS , керований у першому й третьому квадрантах, керуючий електрод якого приєднаний до рухомої частини K місткового контакту.

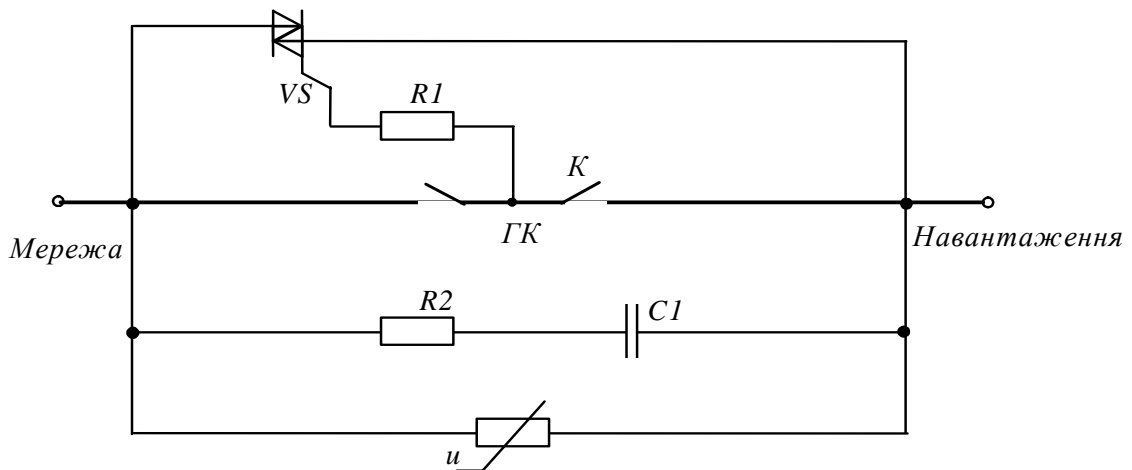


Рис. 5.8 - Електрична схема варіанту гібридного контактора змінного струму

У вимкненому стані контактора головні контакти *ГК* розімкнені, на керуючий електрод симістора *VS* живлення не подається, симістор у цей час знаходиться під впливом фазної напруги мережі.

Пристрій працює наступним чином. При вмиканні контактора головні контакти *ГК* замикаються і струм навантаження починає протікати по їх колу. Симістор *VS* при цьому знеструмлений, через те що падіння напруги на замкнених контактах є незначним (менше 1 В) і цього недостатньо для його вмикання.

При вимиканні контактора головні контакти *ГК* розмикаються й на них короткочасно з'являється «коротка» дуга з напругою 10 – 12 В, якої достатньо для вмикання симістора *VS*. При цьому при розмиканні контактів *ГК* у позитивну півхвилю симістор *VS* під дією напруги на «короткій» дузі буде керуватися у першому квадранті, а при розмиканні контактів *ГК* у негативну півхвилю – у третьому квадранті. При повному перетіканні струму навантаження в симістор *VS* коло головних контактів *ГК* знеструмлюється і вони далі розходяться без дуги, при цьому коло керування симістором *VS* розмикається. Повне вимикання струму навантаження відбудеться при першому переході струму в симісторі *VS* через нуль. Звичайно час існування «короткої» дуги не перевищує десятих часток мілісекунди, тому знос контактів *ГК* під її впливом незначний.

Таким чином запропонований гібридний контактор забезпечує практично бездугове розмикання контактів як при вмиканні контактора, так і при його вимиканні за наявності максимально спрощеної схеми керування силовим безконтактним ключем.

У порівнянні з існуючими контакторами цього типу за рахунок запропонованих схемних рішень та економного режиму роботи комплектуючих у нього зменшені габарити та ціна і підвищена надійність його роботи. Цей контактор доцільно застосовувати у важких режимах експлуатації, наприклад при частих пусках асинхронних двигунів, в умовах підвищених вимог з вибухо- і пожежобезпеки і т. ін.

Таким чином, проведений вище аналіз удосконалених гібридних контакторів змінного струму з урахуванням результатів досліджень, виконаних у розділах 3 і 4, показав, що кожен з п'ятих розглянутих варіантів має суттєво покращені техніко-економічні характеристики. Так в них у порівнянні з раніше розробленими гібридними контакторами підвищений номінальний робочий струм з $0,6I_{НОМ}$ до $0,8I_{НОМ}$, знижений клас силових тиристорів за напругою з 10-го до 7-го, зменшена на порядок ємність конденсатора захисного RC -кола і знижена приблизно на 30 % його робоча напруга, суттєво скорочена, а в останніх трьох варіантах у зв'язку з невикористанням трансформатора повністю виключена необхідність застосування міді для обмоток й трансформаторної сталі. В результаті вартість, маса й габарити їхніх напівпровідникових блоків можуть бути скорочені не менше ніж на 10 – 20 % в залежності від варіанта і номінального струму.

Остаточний вибір доцільного варіанту й уточнення його техніко-економічних характеристик можуть бути виконані тільки після дослідно-конструкторської і технологічної проробки запропонованих варіантів контакторів.

5.2. Нові технічні рішення зі створення гібридних контакторів постійного струму та їх аналіз

Проведений в [37] аналіз показав, що кращі зразки існуючих гібридних контакторів постійного струму забезпечують практично бездугову комутацію ГК як при вмиканні, так і при вимиканні контактора, а також гальванічну розв'язку між мережею і навантаженням. Однак їм властиві наступні недоліки [37]:

- неможливість застосування в реверсивних схемах вмикання;
- значні маса і габарити, а також висока вартість пристрою примусової комутації СНП силового НК через використання дорогого і габаритного неполярного імпульсного комутуючого конденсатора великої ємності;
- наявність додаткового вузла (зарядного кола), яке забезпечує попередній заряд комутуючого конденсатора;
- високий рівень комутаційних перенапруг через розсіювання великої енергії, накопиченої в індуктивності мережі на момент вимикання;

- складна СК.

В результаті маса, а значить і габарити напівпровідникових блоків цих контакторів стали суттєво (приблизно в 3 рази) вищими, ніж у гібридних контакторів змінного струму (см. табл. 5.1), що суттєво обмежило їхнє застосування.

Нижче наведені нові технічні рішення зі створення гібридних контакторів постійного струму, в яких усунено вказані недоліки. На рис. 5.9 наведена електрична схема першого варіанту гібридного контактора постійного струму на базі *IGBT*-транзистора (рис. 5.9, а), і другого варіанту – виконаного на базі двоопераційного тиристора (рис. 5.9, б), застосованих як силовий НК.

Ці варіанти представляють собою гібридний двополіусний контактор. Він містить у кожному полюсі по одному головному контакту ГК1 і ГК2, причому розхили цих контактів відрегульовані таким чином, що другий головний контакт ГК2 розмикається після розімкнення першого (час затримки складає 7 – 9 мс), повністю керований НК, наприклад, двоопераційний тиристор *VS1* або *IGBT*-транзистор *VT1*, увімкнений паралельно реле струму *P* і послідовно включеному з ним ГК1. Також кожний полюс контактора містить пристрій примусової комутації, який складається з комутуючого тиристора *VS2*, комутуючого конденсатора *C3* і обмежувального резистора *R4*, елемент затримки часу, який складається з резистора *R3* і конденсатора *C4*, пороговий елемент *VD3*, конденсатор *C2* і ОП *VD2*, резистор *R2*, зарядний резистор *R6*, другий замикаючий контакт *K2* реле струму *P*, увімкнений паралельно конденсатору *C4* елементу затримки часу і транзисторний ключ *VT2* [28, 37].

На рис. 5.9, а і рис. 5.9, б елементи апарату ГК1, ГК2, *VT1*(рис. 5.9, а) або *VS1* (рис. 5.9, б), *P* створюють головне коло апарату, елементи *C2*, *VD2*, *VD1*, *R2*, *K1* – коло керування вмиканням повністю керованим НК, а елементи *VS2*, *R4*, *VT2*, *VD3*, *R3*, *C3*, *C4*, *K2* – коло керування вимиканням повністю керованого НК. Як контакти *K1* і *K2* реле струму *P* застосовані геркони. Конструкція цього реле така ж, як і у контакторів серії КП81. У вимкненому стані апарату ГК1 і ГК2 розімкнені, всі елементи знеструмлені.

Таблиця 5.1 – Параметри напівпровідникових блоків

Номинальний струм контактора, А	Маса напівпровідникових блоків, кг	
	Серії БПК21 (змінний струм)	Серії БПК1 (постійний струм)
100 и 160	4,0	15,0
250	6,0	20,0
400	10,8	28,0
630	12,0	34,0

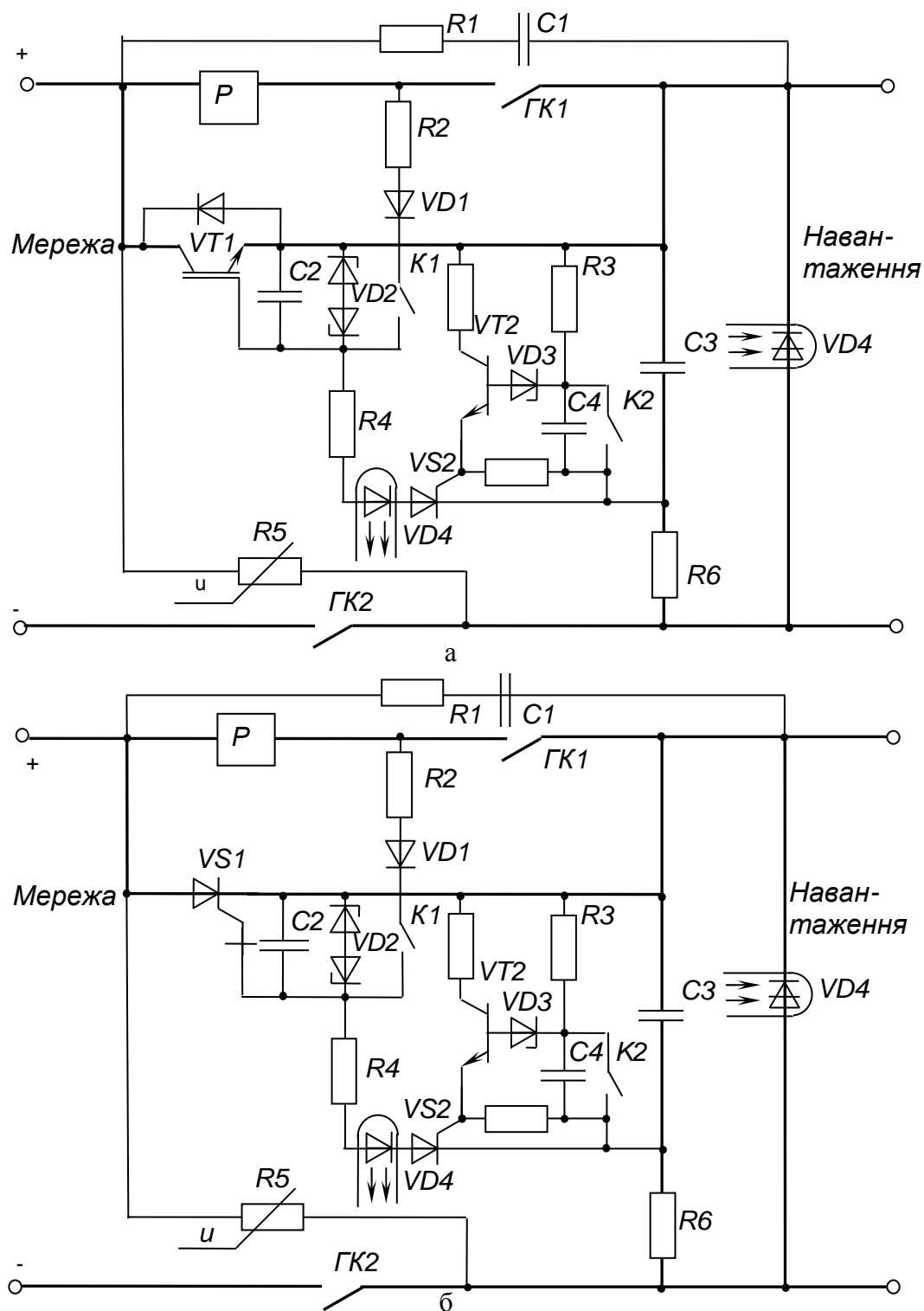


Рис. 5.9 - Електрична схема варіанту гібридного контактора постійного струму: виконаного на базі *IGBT*-транзистора (а); виконаного на базі двоопераційного тиристора (б)

При вмиканні апарату при замиканні головних контактів ГК1 і ГК2 і протіканні струму в головному колі реле струму P спрацьовує, його контакти $K1$ і $K2$ замикаються. Комутуючий конденсатор $C3$ пристрою примусової комутації по зарядному резистору $R6$ з малим опором швидко заряджається практично до напруги мережі. Велике значення опору резистора $R3$ елемента затримки часу забезпечує малий струм, а значить малу потужність, яку споживають кола керування повністю керованим НК в увімкненому стані контактора. У цьому стані, коли ГК1 замкнений, $VT1$ (рис. 5.9, а) або $VS1$ (рис. 5.9, б) знеструмлений, оскільки падіння напруги на замкнених ГК1 у всьому діапазоні робочих струмів контактора не достатньо для вмикання повністю керованого НК.

При вимиканні апарату при розмиканні ГК1 на ньому виникає, як і у контакторів змінного струму «коротка» дуга, в результаті чого відбувається різке зростання падіння напруги на ньому, під дією якої через резистор $R2$ і діод $VD1$ відбувається вмикання повністю керованого НК, в результаті струм з кола головного контакту ГК1 і реле струму P переходить у коло НК. При повному перетіканні струм з кола ГК1 реле струму P вимикається, його контакти $K1$ і $K2$ розмикаються і коло керування НК знеструмлюється.

Максимальне пряме падіння напруги на відкритому повністю керованому НК не більше 1,5 – 3,5 В, що є недостатнім для виникнення дуги на головному контакті ГК1 («коротка» дуга не має істотного впливу на комутаційну зносостійкість ГК).

При горінні «короткої» дуги на головному контакті ГК1 контакти $K1$ і $K2$ реле струму P залишаються замкненими і розмикаються тільки після повного перетікання струму, що комутується, з головного кола в шунтуюче коло (коло повністю керованого НК). Тривалість протікання струму навантаження через повністю керований НК забезпечується елементом затримки часу і складає близька 3 мс, що є цілком достатнім для розімкнення ГК1 на відстань, що є безпечною для електричного пробію контактного проміжку. ГК2 при цьому ще залишається замкненим.

Для підтримки у відкритому стані $IGBT$ -транзистора (рис. 5.9, а) на цей час застосований конденсатор $C2$, включений паралельно до його вхідного кола. Напруга, до якої був заряджений цей конденсатор в проміжок часу, коли на ГК1 існує «коротка» дуга, достатня для підтримки у повністю відкритому стані $VT1$ протягом вищезазначених 3 мс. Діод $VD1$ не дозволяє розрядитися конденсатору $C2$ через резистор $R2$ і відкриває $VT1$ у цей проміжок часу. Без цього конденсатора $IGBT$ -транзистор працював би в активному режимі і на ньому виділялася б значна потуж-

ність. На відміну від *IGBT*-транзистора двоопераційний тиристор *VS1*, який застосовано як повністю керований НК (рис. 5.9,б), при одержанні сигналу керування на вмикання автоматично залишається у повністю відкритому стані.

Повне вимикання комутованого кола відбувається після повного перетікання струму з кола ГК в шунтуюче і розходження ГК1 на відстань, безпечну для електричного пробоя контактного проміжку, після чого повністю керований НК примусово розмикається струмом розряду комутуючого конденсатору *C3*. Оскільки ГК2 відрегульований таким чином, що його розмикання відбудеться на 7 – 9 мс пізніше розімкнення ГК1, він розмикатиметься без дуги. Після розімкнення ГК2 забезпечується гальванічна розв'язка мережі і навантаження, а контактор повністю знеструмлюється.

Для виключення впливу індуктивності навантаження на контактор у схемах застосовується оптронний тиристор *VD4*, що шунтує коло навантаження при вимиканні *VT1* (рис. 5.9, а) або *VS1* (рис. 5.9, б). Застосування оптронного тиристора, що шунтує навантаження, замість діода, дозволяє застосовувати пропонований контактор у реверсивних схемах вмикання. Для зниження впливу енергії, накопиченої в індуктивності мережі при перериванні струму навантаження й запобігання виникнення перенапруг на контакторі в схему введений ОП *R5*, що теж спрацьовує при вимиканні НК. При цьому струм у його колі встигає знизитися до нуля до моменту розмикання ГК2. Як правило, ОП складається з послідовно-паралельно включених енергоємних варисторів (див. розділ 3).

При вібраціях ГК1 НК включається аналогічно, як і при вимиканні контактора. Однак, конденсатор *C4* елемента затримки часу за час відскоку ГК не встигає зарядитися до напруги, необхідної для пробоя граничного елемента *VD3*, що керує подачею замикаючого сигналу на повністю керований НК. Таким чином, пристрій примусової комутації при вібраціях ГК не працює.

Нижче пропонується ще два варіанти гібридних контакторів [114, 115], які відрізняються від раніше розглянутих тим, що в них додатково введений малогабаритний трансформатор струму, який має дві первинні обмотки, перша з яких увімкнена послідовно з першим головним контактом, а друга – послідовно з повністю керованим НК та зустрічно з першою, та одну вторинну обмотку, яка через випрямний діод підключена до комутуючого конденсатора, що дозволило спростити схему керування, виключив з неї транзисторний ключ та один контакт, що розмикається, реле струму, а також забезпечило економічний режим роботи елементів електронної схеми,

тому що вони перебуватимуть під навантаженням тільки в момент розмикання контактором кола, тобто короткочасно.

Сутність цих гібридних контакторів полягає в тому, що введення трансформатора струму дозволило здійснити короткочасний заряд комутуючого конденсатора від струму, що перетікає в коло повністю керованого НК, виключив при цьому малонадійний вузол його заряду від напруги мережі, а також забезпечило при цьому надійний економічний режим роботи елементів електронної схеми та її спрощення. Гібридний двополюсний контактор постійного струму, виконаний з використанням IGBT-транзистора (третій варіант), показаний на рис. 5.10, а, а з використанням двоопераційного тиристора (четвертий варіант) на рис. 5.10, б.

Ці контактори містять у кожному полюсі по одному головному контакту ГК1 і ГК2, розхили цих контактів, як і у попередніх варіантах, відрегульовані таким чином, що другий головний контакт ГК2 розмикається пізніше розмикання першого (час затримки 7-9 мс), реле струму P , увімкнене послідовно з першим головним контактом ГК1, повністю керований НК $VT1$, наприклад, IGBT-транзистор (рис. 5.10, а) або $VS1$ – двоопераційний тиристор (рис. 5.10, б), увімкнений паралельно реле струму P і першому головному контакту ГК1. При цьому його вхідне коло через замикаючий контакт K реле струму P , діод $VD1$ та резистор $R1$ підімкнене паралельно першому головному контакту ГК1, конденсатор $C1$ та обмежувач напруги $VD2$, що увімкнені паралельно вхідному колу повністю керованого ключа $VT1$ або $VS1$, пристрій примусової комутації, який складається з комутуючого тиристора $VS2$, комутуючого конденсатора $C2$ та обмежуючого резистора $R2$, елемент затримки часу, який складається з резистора $R3$ та конденсатора $C3$, оптронний тиристор $VS3$, вихідне коло якого увімкнено між вихідними затискачами контактора, а вхідне – послідовно з комутуючим тиристором $VS2$, обмежувач перенапруг $R4$, який підімкнений між вхідним затискачем першого і вихідним затискачем другого полюса контактора, та пороговий елемент $VD3$. Контактор також містить трансформатор струму, що має дві первинні обмотки $w11$ і $w12$ (як правило шини струмопроводу) та одну вторинну обмотку $w2$, при цьому перша первинна обмотка $w11$ увімкнена послідовно з першим головним контактом ГК1, а друга $w12$ – послідовно з повністю керованим напівпровідниковим ключем $VT1$ або $VS1$ та зустрічно з першою, спільні точки цих обмоток підключені до вихідного затискача першого полюса контактора, вторинна же обмотка $w2$ цього трансформатора через випрямний діод $VD4$ підключена до комутуючого конденсатора $C2$. При цьому вивід конденсатора, до якого безпосе-

редньо підімкнений вивід вторинної обмотки w_2 увімкнено між повністю керованим НК $VT1$ або $VS1$ та другою первинною обмоткою w_{12} , а вивід конденсатора, до якого підімкнений випрямний діод VD_4 , через комутуючий тиристор VS_2 , вхідне коло оптронного тиристора VS_3 та обмежуючий резистор R_2 підключений до входу повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$, а конденсатор C_3 елемента затримки часу через пороговий елемент VD_3 підключений до входу комутуючого тиристора VS_2 .

На рис. 5.10, а і рис. 5.10, б елементи контактора $ГК1$, $ГК2$, P , $VT1$ або $VS1$, w_{11} і w_{12} утворюють його головне коло, елементи K , VD_1 , R_1 , C_1 , VD_2 – коло керування вмиканням повністю керованим напівпровідниковим ключем $VT1$ або $VS1$, а елементи VS_2 , C_2 , R_2 , R_3 , C_3 , VS_3 , w_2 , VD_4 – коло керування вимиканням повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$. У якості контактів K реле струму P використано магнітокеровані герметичні контакти (геркони).

У вимкненому стані апарату головні контакти $ГК1$ і $ГК2$ розімкнені й всі його елементи знеструмлені.

При вмиканні апарату при замиканні головних контактів та протіканні струму у головному колі (колі, що містить головні контакти) реле струму P спрацьовує і його контакт K замикається, а магнітопровід трансформатора струму під впливом струму навантаження, що протікає по первинній обмотці w_{11} , перемагнічується у бік від'ємної індукції до насиченого стану. У цьому стані, коли головний контакт $ГК1$ замкнений, повністю керований напівпровідниковий ключ $VT1$ або $VS1$ знеструмлений, оскільки значення падіння напруги на замкнених головних контактах $ГК1$ у всьому діапазоні робочих струмів контактора не перевищує 0,5 В, тобто керуючий сигнал на вмикання повністю керованого НК відсутній.

При вимиканні апарату і розмиканні головного $ГК1$ на ньому виникає «коротка» дуга, внаслідок чого відбувається різке зростання напруги на ньому, під дією якої через R_1 і VD_1 відбувається вмикання повністю керованого НК, внаслідок чого він переходить у повністю ввімкнений стан.

Струм з кола головного контакту $ГК1$, реле струму P та обмотки w_{11} переходить у коло повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$. При повному перетіканні струму з кола головного контакту $ГК1$ реле струму P вимикається, його контакт K розмикається і коло керування повністю керованим ключем знеструмлюється.

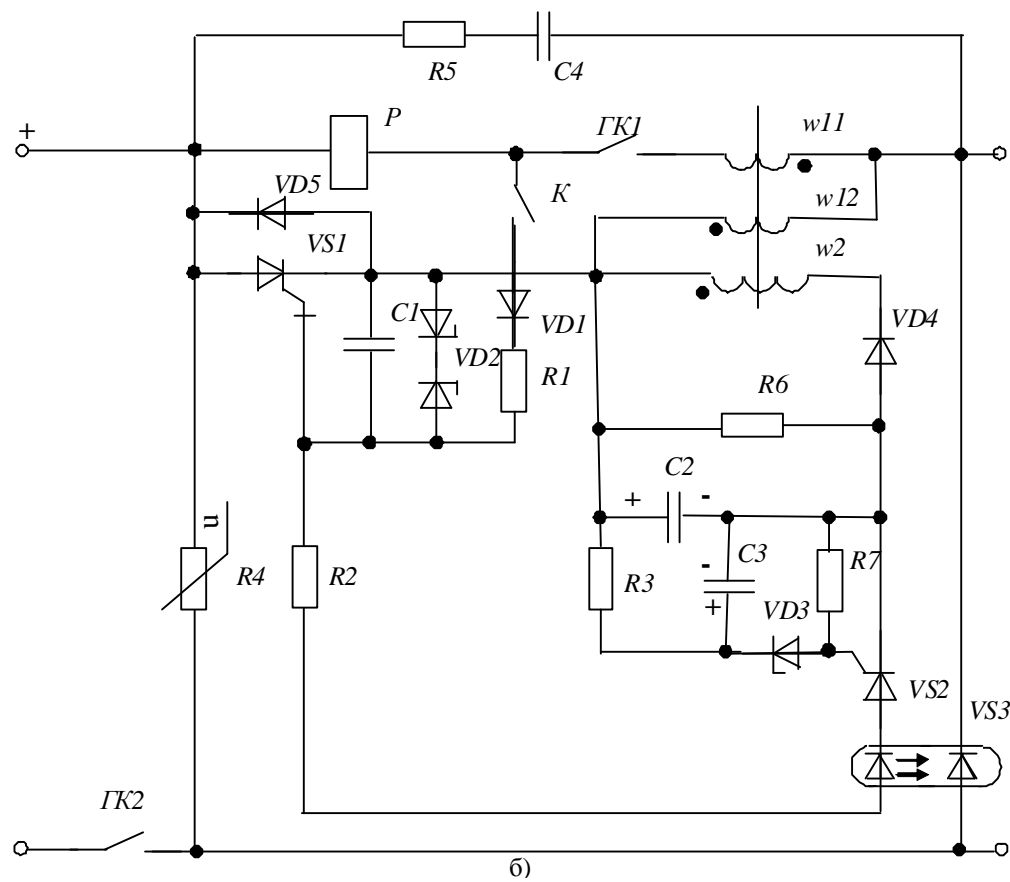
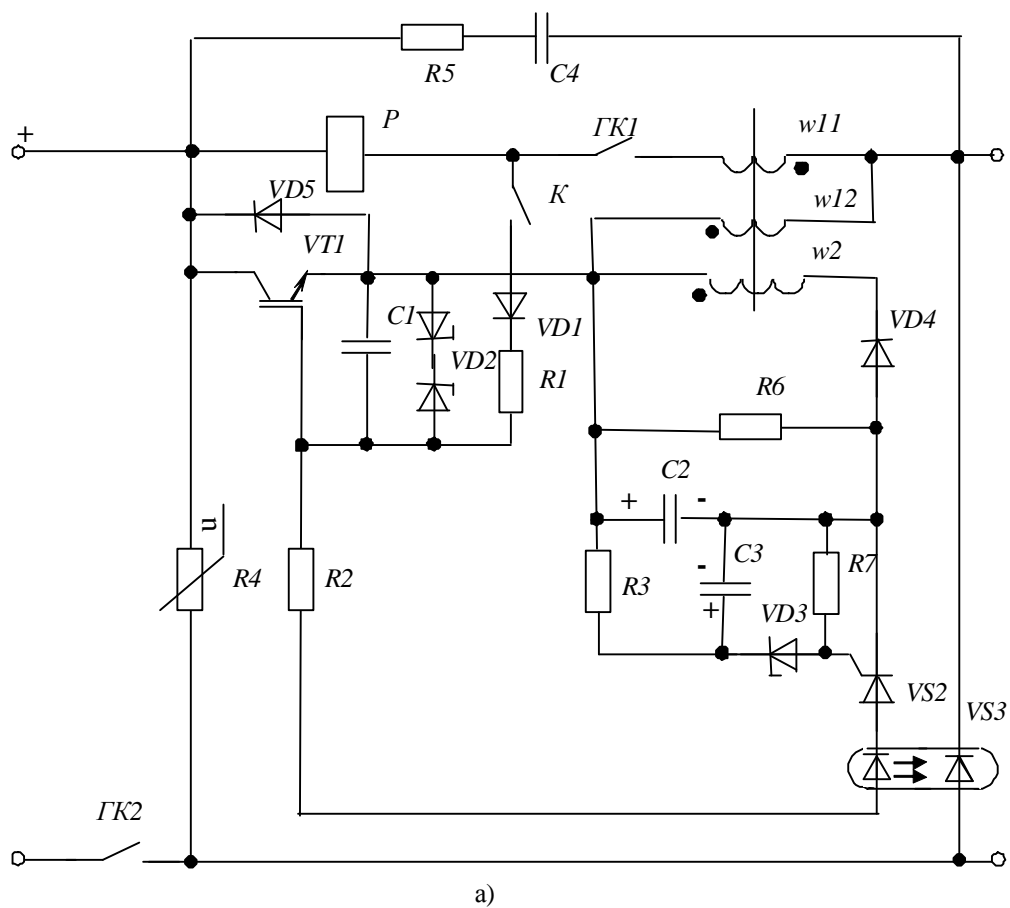


Рис. 5.10 – Електрична схема гібридного контактора постійного струму: третього варіанта (а); четвертого варіанта (б)

При цьому магнітопровід трансформатора струму під впливом струму, що протікає по другій первинній обмотці w_{12} , починає перемагнічуватися в протилежному напрямку, а на вторинній обмотці цього трансформатора наводиться ЕРС, полярність якої є такою, що відкриває випрямний діод VD_4 , і комутуючий конденсатор C_2 починає заряджатися. Параметри трансформатора струму вибираються таким чином, щоб при найбільшому струмі, який вимикається, комутуючий конденсатор C_2 за час переходу трансформатора струму у насичений стан встигав зарядитися до напруги, що є достатньою для забезпечення надійного запирання ключа VT_1 або VS_1 . При цьому слід відзначити, що величина напруги, до якої зарядиться комутуючий конденсатор C_2 , буде знижуватися при зменшенні величини струму, що вимикається, приблизно пропорційно кореневі квадратному від цього струму [2], що в свою чергу підвищує надійність роботи контактора.

Максимальне пряме падіння напруги на відкритому повністю керованому напівпровідниковому ключі VT_1 або VS_1 не більше 1,5 - 2,5 В, що є недостатнім для виникнення дуги на головному контакті ГК1. Слід зазначити, що в момент переходу струму з кола головних контактів через наявність індуктивності у контурі комутації (головні контакти разом з повністю керованим НК) виникає «коротка» дуга, однак цей процес, як вже відзначалося раніше, через мале значення вказаної індуктивності триває кілька десятків мікросекунд і тому не завдає суттєвого впливу на комутаційну зносостійкість головних контактів.

При горінні «короткої» дуги на головному контакті ГК1 контакт реле струму K залишається замкненим і розмикається тільки після повного перетікання комутуємого струму з головного кола у шунтуюче коло (коло повністю керованого напівпровідникового ключа VT_1 або VS_1). Тривалість протікання струму навантаження по VT_1 або VS_1 забезпечується елементом затримки часу і становить близько 3 мс, що цілком достатньо для розмикання головного контакту ГК1 на відстань, що є безпечною для електричного пробоя контактного проміжку. Головний контакт ГК2 при цьому ще залишається замкненим.

Для підтримання у відкритому стані IGBT-транзистора (рис. 5.10, а) на цей час застосовується додатково введений конденсатор C_1 , увімкнений паралельно вхідному колу повністю керованого напівпровідникового ключа VT_1 . Напруги, до якої заряджений цей конденсатор, у проміжок часу, коли на головному контакті ГК1 існує коротка дуга, достатньо для підтримання повністю керованого НК VT_1 у ввімкненому стані протягом вищезазначених 3 мс. Діод VD_1 не дозволяє розря-

дитися конденсатору $C1$ через резистор $R1$ і відкриває повністю керований напівпровідниковий ключ $VT1$ у цей проміжок часу. Без цього конденсатора $IGBT$ -транзистор працював би в активному режимі і на ньому виділялась би значна потужність. На відміну від $IGBT$ -транзистора двоопераційний тиристор $VS1$, що застосовано у якості повністю керованого НК (рис. 5.10, б), після отримання сигналу керування на ввімкнення автоматично залишається у повністю відкритому стані.

Повне вимикання комутуємого кола відбувається після повного переходу струму з головного кола у шунтуюче і розмикання головного контакту ГК1 на відстань, безпечну для електричного пробую контактного проміжку, після чого повністю керований напівпровідниковий ключ $VT1$ або $VS1$ розмикається. Оскільки головний контакт ГК2 відрегульований таким чином, що його розмикання відбудеться через 7 — 9 мс пізніше розмикання головного контакту ГК1, він розмикається без дуги. Після розмикання головного контакту ГК2 буде забезпечено гальванічну розв'язку мережі та навантаження, а контактор буде повністю знеструмлений.

Час перетікання струму з кола головного контакту ГК1 в шунтуюче коло, як вже зазначалося, становить близько 3 мс. Ця часова затримка на вимикання забезпечується елементом затримки часу, що містить конденсатор $C3$ і резистор $R3$. Після повного перетікання струму реле струму P вимикається і його контакт K розмикається, при цьому конденсатор $C3$ починає заряджатися від напруги на комутуючому конденсаторі $C2$ через резистор $R3$ елемента затримки часу. Як тільки конденсатор $C3$ зарядиться до напруги, що перевищує напругу пробую порогового елемента $VD3$, комутуючий тиристор $VS2$ відкривається. Комутуючий конденсатор $C2$ через відкритий тиристор $VS2$ підмикається у протилежному напрямку (запірному) для повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$, який внаслідок цього вимикається, і струм у колі навантаження переривається. Обмежувач перенапруг $R4$ забезпечує допустимий рівень напруги на вході повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$.

Для схеми, що зображена на рис. 5.10, б, запираючий струм повинен складати не менше 0,2 від струму комутації у головному колі. Таке велике значення струму забезпечується малою величиною опору обмежуючого резистора $R2$. Для схеми на рис. 5.10, а такий великий струм для вимикання $IGBT$ -транзистора не потрібен, для цього на ньому треба підтримувати запираючу напругу близька 15 В, що забезпечується в схемі наявністю конденсатора $C1$ та обмежувача напруги $VD2$.

Для виключення впливу індуктивності навантаження на контактор у цих схемах, як і в розглянутих вище, застосований оптронний тиристор $VS3$, який шунтує коло навантаження при вимиканні повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$. Застосування оптронного тиристора замість діода, що шунтує навантаження, дозволяє застосовувати пропонований контактор у реверсивних схемах вмикання. Для зниження впливу енергії, що накопичена в індуктивності мережі при перериванні струму навантаження і запобігання виникнення перенапруг на контакторі, у схему введений обмежувач перенапруг $R4$, який теж спрацьовує при вимиканні повністю керованого напівпровідникового ключа $VT1$ або $VS1$.

При вібраціях головного контакту ГК1 повністю керований напівпровідниковий ключ $VT1$ або $VS1$ вмикається аналогічно тому, як це відбувається у випадку вимикання контактора. Однак, конденсатор $C3$ елемента затримки часу за час відскоку головного контакту не встигає зарядитися до напруги, яка є необхідною для пробію порогового елемента $VD3$, що керує подачею запираючого сигналу на повністю керований напівпровідниковий ключ $VT1$ або $VS1$. Таким чином, пристрій примусової комутації при вібраціях головних контактів не працює.

Пропонований гібридний двополюсний контактор постійного струму має підвищений термін служби та підвищену надійність роботи за рахунок додаткового введення трансформатору струму, який забезпечує заряд комутуючого конденсатору тільки у момент вимикання контактора, при цьому напруга, до якої заряджається вказаний конденсатор, знижується зі зменшенням величини струму, що вмикається, що забезпечує економний режим роботи комплектуючих елементів схеми (вони знаходяться під напругою тільки у момент вимикання контактора), а також її спрощення.

У порівнянні з існуючими апаратами цього типу за рахунок запропонованих схемних рішень та економного режиму роботи комплектуючих у нього зменшені габарити і вартість та підвищена надійність його роботи. Цей апарат доцільно застосовувати у важких режимах експлуатації, наприклад при частих пусках двигунів, в умовах підвищених вимог з вибухобезпеки, пожежобезпеки, наприклад в електричному транспорті, є можливість застосовувати цей контактор у реверсивних схемах вмикання.

Схеми гібридних контакторів рис. 5.9, а та рис. 5.10, а з використанням $IGBT$ -транзистора в якості НК доцільно використовувати при комутації струмів до 500 – 600 А, тобто для контакторів на номіналь-

ні струми ($I_{ном}$) до 160 А, через те, що вони є розрахованими на більші струми, не випускаються масово й мають більшу вартість. На відміну від цих приладів двоопераційні тиристори мають високу переважанувальну здатність і призначені для комутації більших струмів, тому контактори на рис. 5.9, б та 5.10, б доцільно використовувати на $I_{ном} > 160$ А [37].

Таким чином, пропоновані гібридні контактори постійного струму:

- забезпечують практично бездугову комутацію кола як при вмиканні апарата, так і при його вимиканні;
- дозволяють застосовувати контактори в реверсивних схемах вмикання;
- мають значно підвищену надійність роботи через спрощення схеми керування повністю керованим СНП.

Крім того в них:

- істотно знижена маса, габарити й вартість напівпровідникового блоку, що є основним вузлом, який визначає ці показники для контактора в цілому, до рівня, що відповідає показникам цього вузла, досягнутим для контакторів змінного струму;
- істотно знижений рівень комутаційних перенапруг до рівня не більше $2,5 U_{ном}$, що дозволяє знизити клас по напрузі СНП із 10-го до 6-го;
- попередній заряд комутуючого конденсатора забезпечується без застосування додаткового джерела живлення;
- силовий НК управляється струмом, що протікає по колу ГК без використання додаткового джерела живлення;
- їхня робота не залежить від типу приводу, що забезпечує комутацію контактної системи апарата, тому вони можуть застосовуватися як апарати керування, так і захисту.

Ці апарати доцільно використовувати у важких режимах експлуатації, наприклад, при частих пусках електродвигунів, в умовах підвищених вимог пожежо- та вибухобезпеки, наприклад, в електричному транспорті.

5.3. Гібридний контактор з гальванічною розв'язкою мережі та навантаження

Запропоновані у підрозділах 5.1 та 5.2 гібридні контактори надійно забезпечують бездугову комутацію як при вмиканні апарата, так і при його вимиканні, мають прийнятні габарити та вартість і забезпечують комутаційну зносостійкість, що дорівнює механічній.

Основним їх недоліком є протікання у навантаженні струму витоку напівпровідникового блоку, що шунтує головні контакти, у вимкненому стані апарата, тобто навантаження в цьому випадку має гальванічний зв'язок з мережею. В гібридних контакторах постійного струму цей недолік виключений завдяки введенню допоміжного полюса зі спеціально відрегульованими головними контактами, однак це призводить до суттєвого збільшення габаритів та вартості виробу і до того ж є неприродним для більш масових контакторів змінного струму. Вказаний недолік не дозволяє використовувати гібридні контактори на транспорті, у крановому обладнанні, у вугільній та нафтогазовій промисловості, що суттєво обмежує галузь їхнього використання.

З огляду на це доцільним є створення гібридного контактору, що виключає гальванічний зв'язок мережі та навантаження у вимкненому стані шляхом розробки таких технічних рішень, які не призводили б до суттєвого підвищення вартості й габаритів виробу та дозволяли б використовувати ці контактори у колах як змінного, так і постійного струмів.

Авторами пропонується гібридний контактор, один полюс якого показано на рис. 5.11, при цьому на рис. 5.11, а наведена його структурна схема, а на рис. 5.11, б – ескіз конструкції головних контактів у вимкненому стані [116 - 118].

Цей контактор містить у кожному полюсі головні контакти, кожен з яких складається з нерухомого і рухомого контактів, відповідно 1 і 2, силовий безконтактний ключ 3 і схему керування 5. У контактор додатково введені у кожний полюс датчик струму 4, підключений послідовно з головними контактами з боку нерухомого контакту 1, додатковий рухомий контакт 6, розташований над рухомих головним контактом 2, верхній і нижній кінці, відповідно 7 і 8, якого виконані з матеріалу, що не проводить струм, два упори 9 і 10, які також виконані з матеріалу, що не проводить струм, один з яких, наприклад 9, у вимкненому стані контактора проникаючи крізь отвір 11 у рухомому головному контакті 2 спирається на нижній кінець 8 додаткового рухомого контакту, а 10 через отвір 12 в рухомому головному контакті 2 – на верхній кінець 7 того ж контакту та дві пружини 13 і 14, що стискаються, які надягнуті на вказані упори. Кожен з кінців цих пружин жорстко закріплений з одного боку з частиною, яка не проводить струм, додаткового рухомого контакту 6, а з іншого – з рухомих головним контактом 2 у місці, де його пронизує упор. При цьому силовий безконтактний ключ 3 підключений одним виводом до вихідного

затискача 15 контактора з боку нерухомого головного контакту 1, а другим – до гнучкого виводу 16 від додаткового рухомого контакту 6, і який пронизує рухомий головний контакт 2 через отвір 17.

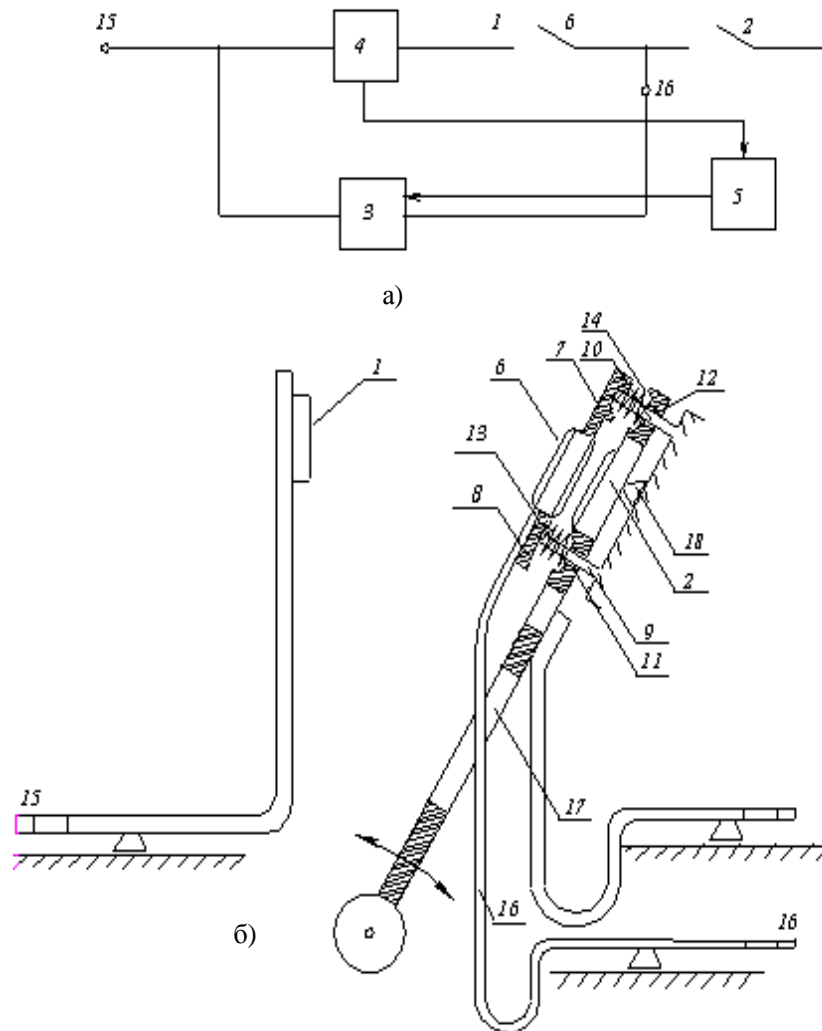


Рис. 5.11 – Гібридний контактор: структурна схема (а); ескіз конструкції головних контактів (б)

У вимкненому стані контактора рухомий головний контакт 2 під дією поворотної пружини, яка не показана на рисунку, доведений до упору 18, а додатковий рухомий контакт 6 відокремлений від нього за допомогою упорів 9 і 10. У результаті силовий безконтактний ключ 3 буде гальванічно незв'язаний з напругою мережі, а на рухомий головний контакт 2 буде діяти сила, що дорівнює різниці сил поворотної пружини й пружин 13 і 14.

На рис. 5.12 наведена принципова електрична схема гібридного контактора змінного струму, на рис. 5.13 – гібридного контактора постійного струму, при цьому їх електронна частина виконана у відповідності з варіантами схем, наведених в підрозділах 5.1 та 5.2, від-

повідно. Нумерація основних вузлів на цих схемах прийнята такою, як і на рис. 5.11.

У схемах на рис. 5.12 та рис. 5.13 як силовий безконтактний ключ 3 можуть бути застосовані два зустрічно-паралельно підключених тиристори $VS1$ та $VS2$ в контакторах змінного струму, або один повністю керований напівпровідниковий прилад, наприклад $IGBT$ -транзистор $VT1$ або двоопераційний тиристор, в контакторах постійного струму. В якості датчика струму 4 в контакторах змінного струму може застосовуватись трансформатор струму $TP1$, а в контакторах постійного струму – реле струму PC . Схема керування 5 контактора змінного струму складається з випрямних діодів $VD1$ та $VD2$, через які вторинні обмотки трансформатора струму підключені до вхідних кіл відповідних силових тиристорів ключа 3 та малопотужних тиристорів $VS3$ та $VS4$, які спільно зі змінними резисторами $R1$ та $R2$ та стабілітронами $VD3$ та $VD4$ забезпечують захист силових тиристорів при наскрізних струмах короткого замикання, що протікають по головних контактах у ввімкненому стані контактора, шунтуючи в цьому випадку вторинні обмотки трансформатора.

Схема керування 5 контактора постійного струму більш складна та містить наступні вузли: схему вмикання повністю керованого приладу, що складається з резистора $R2$, діода $VD1$, контактів реле струму $P1$, що замикаються, конденсатору $C1$ та зустрічно ввімкнених стабілітронів $VD2$ та $VD3$; схему вимикання повністю керованого приладу, що містить комутуючий конденсатор $C3$, транзисторний ключ $VT2$, малопотужний тиристор $VS1$ та обмежуючий резистор $R7$; елемент затримки часу, що містить резистор $R4$, конденсатор $C2$, стабілітрон $VD4$ та контакти реле струму $P2$, що замикаються; зарядний резистор $R6$.

У ввімкненому стані контактора коло головних контактів замкнене і по ньому протікає струм навантаження. Датчик струму 4 виробляє сигнал, що діє на схему керування 5 таким чином, що вона подає керуючий сигнал на вмикання силового безконтактного ключа 3, однак через мале падіння напруги на ділянці кола нерухомий головний контакт 1 і додатковий рухомий контакт 6, струм у коло силового безконтактного ключа 3 відгалужуватися не буде.

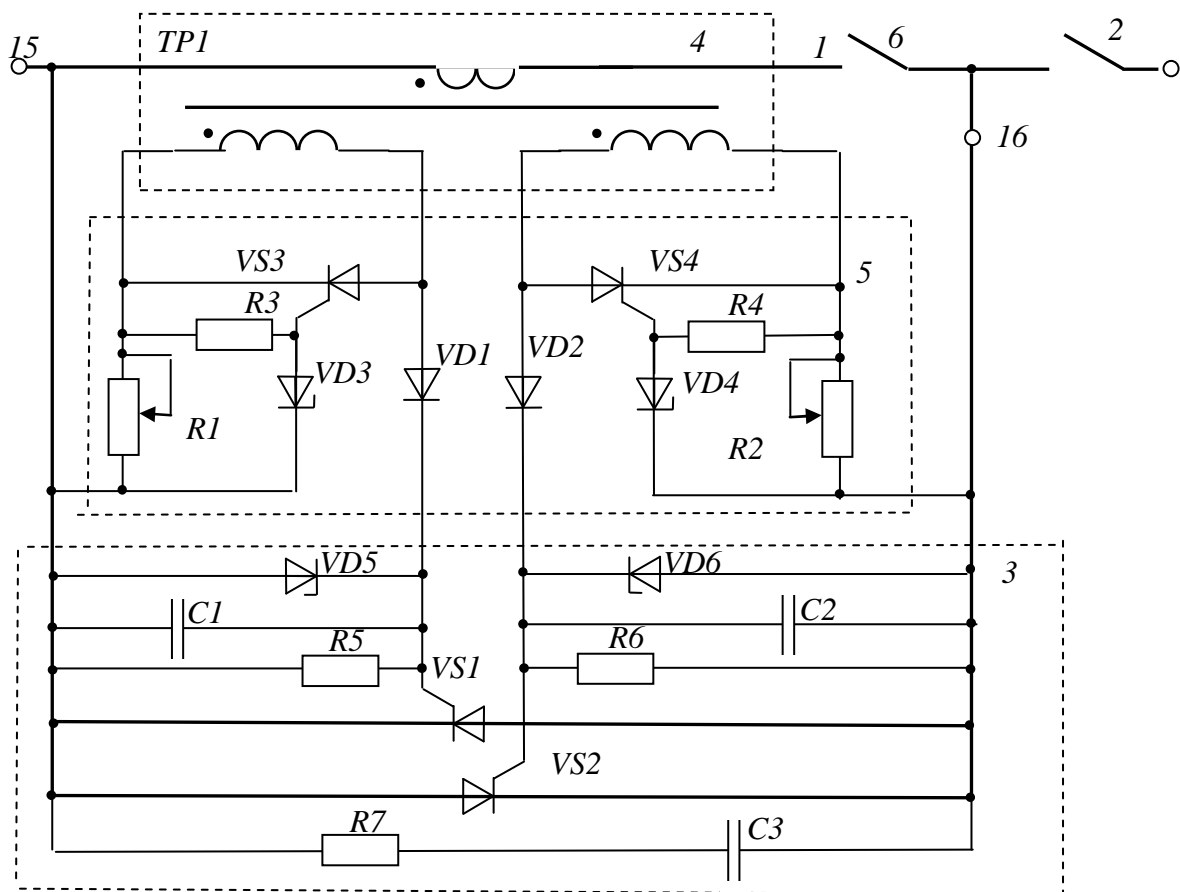


Рис. 5.12 – Електрична схема гібридного контактору змінного струму

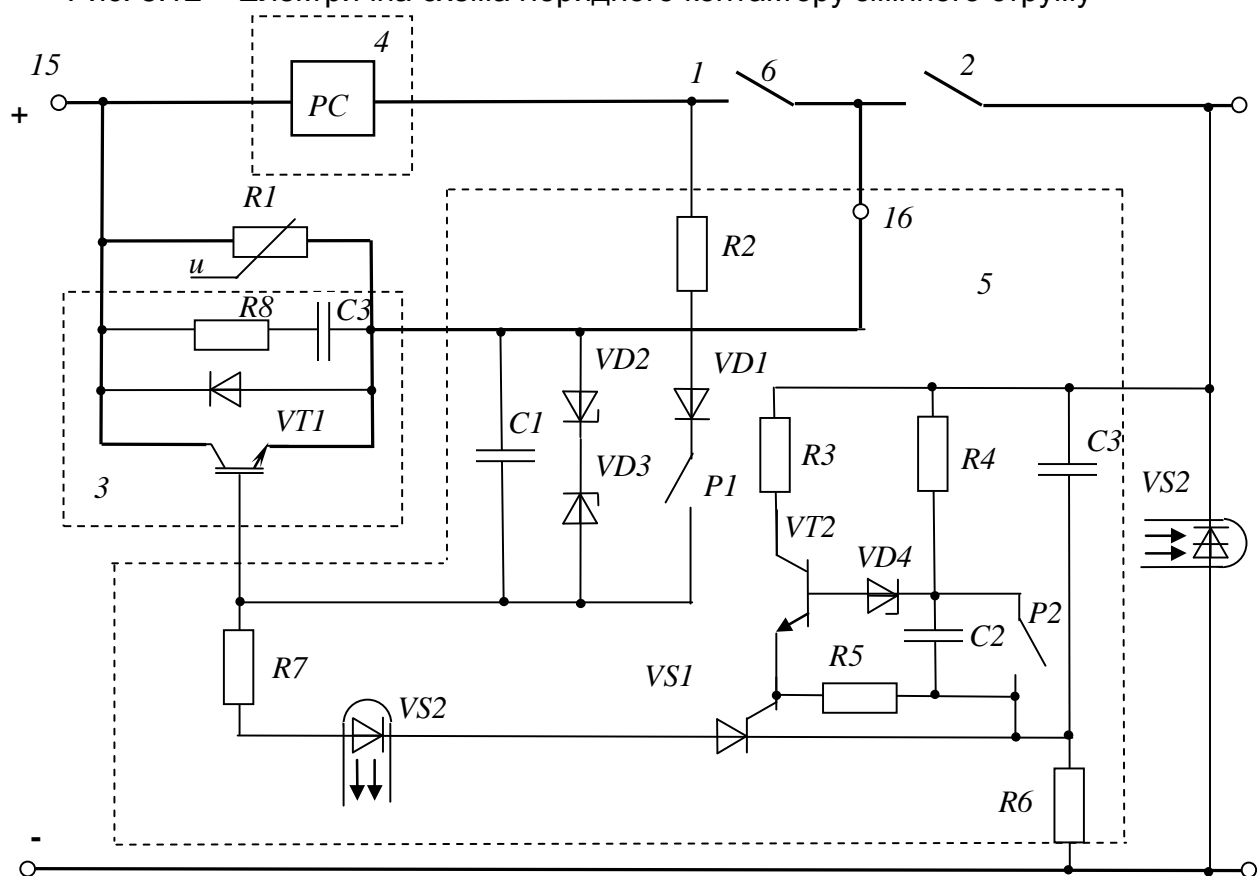


Рис. 5.13 – Електрична схема гібридного контактору постійного струму

При вимиканні контактора при розімкненні контактів 1 і 6 між ними виникає «коротка» дуга з напругою порядку 10-12 В, під дією якої безконтактний ключ 3 вмикається і струм з кола цих контактів переходить до його кола. Зазвичай цей процес триває кілька десятків мікросекунд і тому практично не призводить до зносу контактів. При повному перетіканні струму з кола нерухомого головного контакту 1 й додаткового рухомого контакту 6 датчик струму 4 діє на схему керування таким чином, що вона припиняє подавати сигнал на вмикання силового напівпровідникового ключа в контакторах змінного струму і продукує з фіксованою затримкою сигнал на вимикання силового безконтактного ключа 3 в контакторах постійного струму. Тривалість цієї затримки обирається такою, щоб до моменту вимикання силового безконтактного ключа забезпечити необхідну електричну міцність контактної проміжки між контактами 1 і 6, які розходяться. Тривалість же затримки до моменту розмикання контактів 6 і 2 повинна бути достатньою, щоб за цей проміжок відбулося надійне вимикання напівпровідникового ключа, тобто були забезпечені умови бездугового розмикання контактів 6 і 2. Указана тривалість в нашому випадку визначається швидкістю руху контактів, що розходяться, і висотою упорів 9 і 10 (рис. 5.11) і зазвичай для надійної роботи контактора повинна перевищувати на 30-40 % тривалість півхвилі напруги мережі у колах змінного струму і тривалість затримки на вимикання силового безконтактного ключа 3 в колах постійного струму. Оскільки в існуючих контакторах час розмикання контактів головного кола складає кілька десятків мс, то дану умову достатньо просто виконати. Після закінчення розмикання головних контактів мережа живлення і навантаження будуть електрично незв'язані, а силовий безконтактний ключ буде також відключений від мережі.

Захист силового безконтактного ключа від комутаційних перепадів напруг забезпечується у контакторах змінного струму за допомогою захисних RC - кіл, а у контакторах постійного струму – за допомогою енергоємного варистора $R1$ та оптронного тиристора $VS2$. Така побудова захисту дозволяє використовувати ці контактори у реверсивних схемах.

Методика розрахунку основних вузлів цього контактора наведена в [1].

Запропонований гібридний контактор, забезпечує надійну бездугову комутацію та має комутаційну зносостійкість, що наближається до механічної, в ньому виключений гальванічний зв'язок мережі та навантаження у вимкненому стані, його робота не залежить від типу

приводу, тому його можливо використовувати як апарат керування, так і захисту. Цей апарат доцільно використовувати у важких режимах експлуатації, наприклад, частих реверсивних пусках двигунів, в умовах підвищених вимог з вибухобезпеки та пожежобезпеки.

5.4. Експериментальні дослідження основних електромагнітних процесів у гібридних контакторах

5.4.1. Дослідження процесів комутації гібридних контакторів змінного струму

Метою даного експерименту є дослідження процесів, що протікають у силових вентиляно-тиристорних колах і колах керування гібридного контактора при його вмиканні й вимиканні. Дослідження проводилися на макеті, створеному на базі контактора КТ6013 і напівпровідникового блоку серії БПК21, конструктивно змінених для зручності проведення експерименту. Принципова схема макета наведена на рис. 5.14 (зображений тільки один полюс контактора).

На рис. 5.16 $SB1$, $SB2$ – силові тиристори типу Т161-160; ГК – головні контакти досліджуваного контактора; Z_H – опір навантаження; $TC1$ – трансформатор струму кола керування; $TC2$ – вимірювальний трансформатор струму; R_{ω} – омичний низькоомний безіндуктивний вимірювальний шунт; К – котушка електромагніта контактора.

Принцип дії даної схеми описаний у розділі 2.

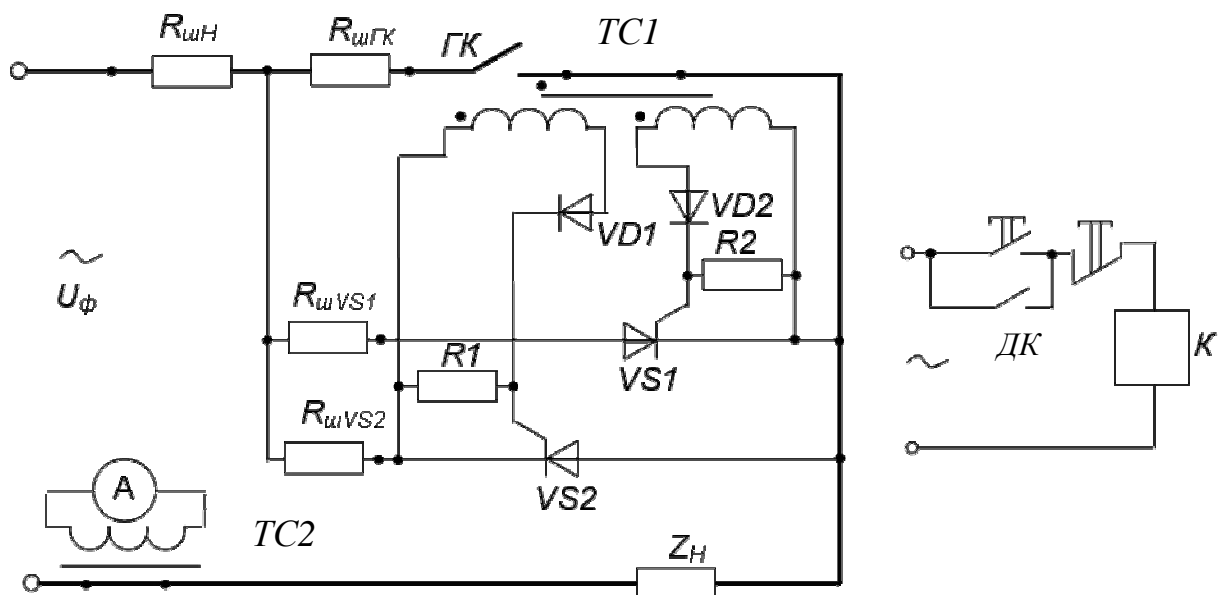


Рис. 5.14 - Принципова електрична схема макета гібридного контактора

Застосування в якості вимірювальних елементів безіндуктивних шунтів обумовлено високими швидкостями перетікання струму з кола контактів у коло СНП (і навпаки). У цьому випадку навіть незначні

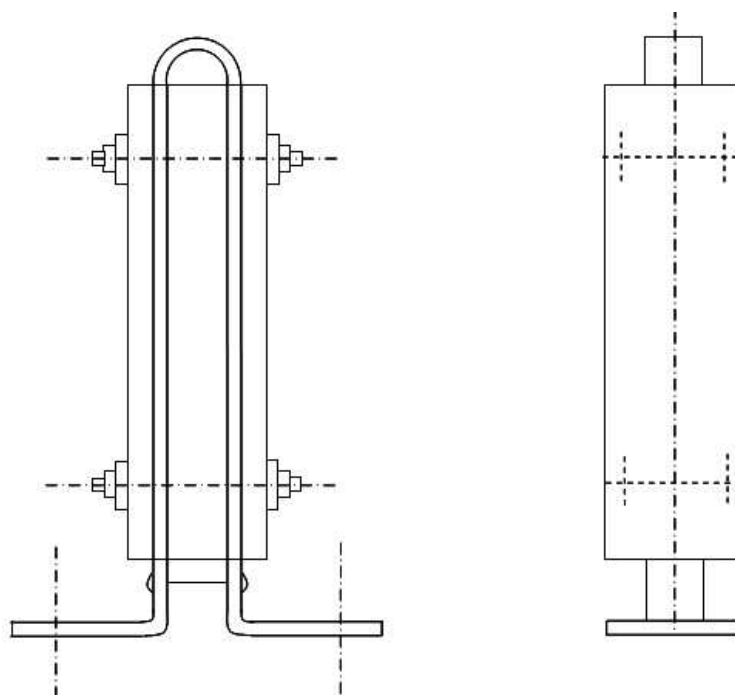


Рис. 5.15 - Конструкція вимірювального шунта

величини власної індуктивності вимірювального опору, а також взаємодуктивності контактних з'єднань можуть вплинути на результати вимірювань. Пристрій низькоомного безіндуктивного шунта пояснюється на рис. 5.15. Параметри шунтів наведені в табл. 5.2.

Омічні опори шунтів визначені з високим ступенем точності (клас вимірювальних приладів, що застосовувалися при градуюванні шунтів, був не нижче 0,5).

Таблиця 5.2 – Параметри вимірювальних шунтів

Найменування шунта	$R_{ш}$, Ом	$L_{ш}$, мкГн	Матеріал шунта
Шунт $Z_H (R_{шH})$	$1,246 \cdot 10^{-3}$	менше 0,0005	латунь
Шунт $ГК (R_{шГК})$	$1,289 \cdot 10^{-3}$		
Шунт $VS1 (R_{шVS1})$	$1,240 \cdot 10^{-3}$		
Шунт $VS2 (R_{шVS2})$	$1,231 \cdot 10^{-3}$		

Важливим елементом схеми гібридного контактора є трансформатор струму $ТС1$, оскільки від нього залежить робота всього блоку керування в широкому діапазоні струмів, що комутуються. У макеті використовується трансформатор з наступними параметрами: магнітопровід з холоднокатаної текстурованої сталі 7319 перетином 4 см^2 і середньою

довжиною 130 мм, число витків кожної із вторинних обмоток – 300; опір обмотки – 2 Ом.

У разі необхідності даний макет дозволяє також застосовувати для керування тиристорами замикаючі допоміжні контакти (ДК) контактора. Конструкція цих контактів у макеті змінена таким чином, що вони дають можливість здійснити необхідний для цього випадку кінематичний зв'язок між ГК і ДК (ДК замикаються раніше ГК і розмикаються пізніше).

За допомогою цифрового чотириканального осцилографа GoodWill GDC-2064 при різних струмах навантаження отримані осцилограми процесів вмикання й вимикання гібридного НК, найбільш типові з яких наведені для цих випадків на рис. 5.16 і 5.17 відповідно.

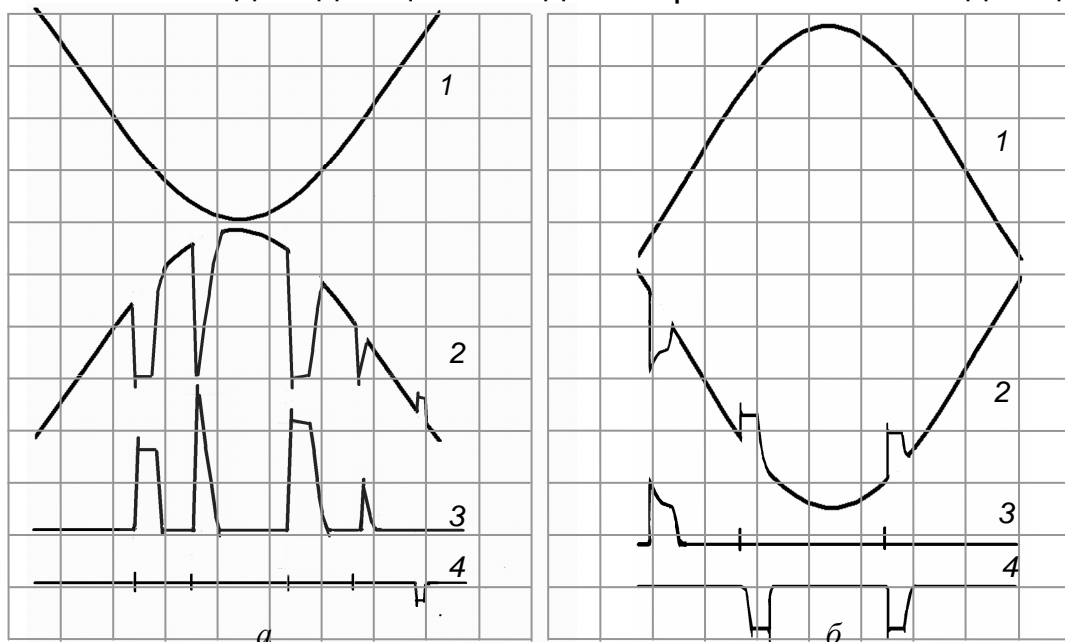


Рис. 5.16 - Типові осцилограми струму при вмиканні контактора ($i_n = 250$ А, навантаження активне, масштаб за часом $M_t = 2$ мс/см):
1 – струм навантаження; 2 – струм у ГК; 3 – струм у VS1; 4 – струм у VS2

Найбільший інтерес представляють осцилограми процесу вмикання, з яких видний характер перетікання струму із ГК (при їхньому відскоку) у коло СНП. Поряд з осцилографуванням проводився вимір тривалості вібрації ГК спеціальним вимірювальним електронним приладом. Тривалість вібрацій, зареєстрованих осцилографом, збіглася із тривалістю, зареєстрованої приладом.

На підставі проведених досліджень було встановлено, що в діапазоні струмів, що комутуються, 50 – 960 А макет забезпечував практично бездугову комутацію як при вмиканні, так і при вимиканні.

Для більш ретельного вивчення процесів, що відбуваються безпосередньо після розмикання ГК, застосовувалася схема, наведена на рис. 5.18.

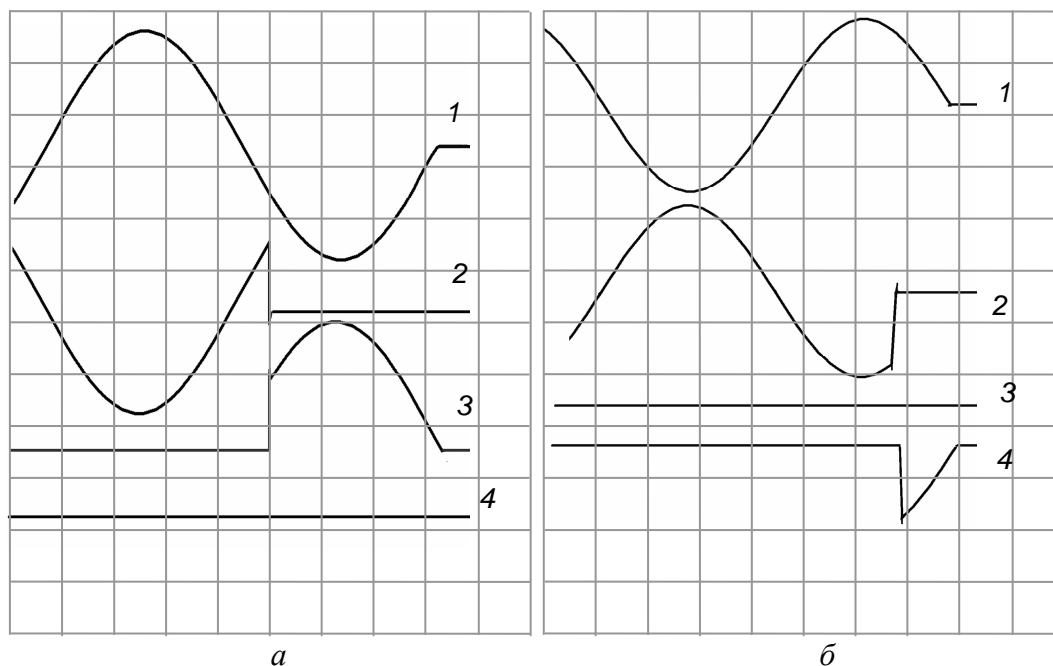


Рис. 5.17 - Типові осцилограми струму при вимиканні контактора ($i_H = 250$ А, масштаб за часом $M_t = 2,5$ мс/см):

1 – струм навантаження; 2 – струм у ГК; 3 – струм у тиристорі VS1;
4 – струм у тиристорі VS2

Для зручності проведення експерименту ГК контактора живляться від джерела постійної напруги, а керування тиристором (Т161 - 160) здійснюється за допомогою ДК. У даній схемі паралельно ГК може вмикатися також і діод (Д161 - 200). Як базовий апарат як і раніше використовується контактор КТ6013 із закороченою дугогасильною котушкою, матеріал ГК - тверда мідь. Напруга головного кола 250 В, струм 150 А, навантаження активне.

Вимірювання проводились у режимі вимикання контактора, оскільки при цьому відсутня вібрація контактів. Як вимірювальний прилад застосований двопробеневий осцилограф С1 – 17. У процесі змінювалися величина струму в колі керування тиристора ($I_{кер}$), а також індуктивність контуру, по якому струм із ГК перетікає в тиристор (діод). Як змінна індуктивність використовувався дросель, виконаний у вигляді крученого тороїдального осердя з холоднокатаної сталі перетином $3,5 \text{ см}^2$ з регульованим магнітним зазором (Δ).

На рис. 5.19 наведені осцилограми, що відображують характер зміни напруги на ГК і струму в колі тиристора (діода) після розмикання ГК. Із цих осцилограм витікає, що в процесі перетікання

струму із ГК у тиристор (діод) на контактах існує електрична дуга («коротка» дуга). Величина напруги на цій дузі залежить від матеріалу контактної пари й практично не змінюється протягом досліджуваного процесу (для міді ця напруга становить 10 - 12 В).

Час дуги при шунтуванні ГК діодом менший, ніж при шунтуванні їх тиристором. Це пояснюється наявністю додаткової затримки, обумовленої часом вмикання тиристора.

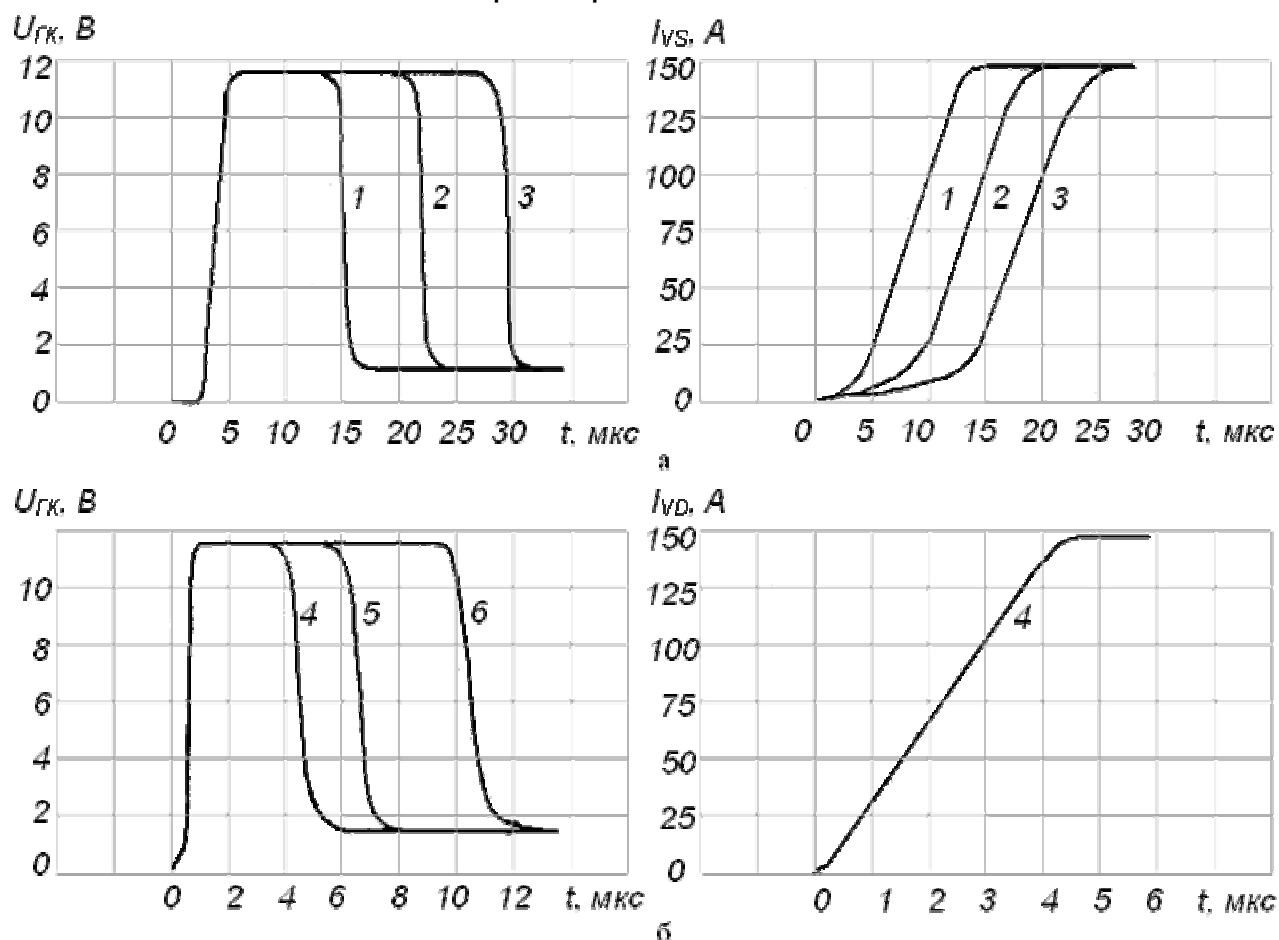


Рис. 5.19 - Зміна напруги на ГК і струму в тиристорі (діоді) при вимиканні контактора, комутація здійснюється:

тиристором (1 – $I_K = 0,75 А$; 2 – $I_K = 0,5 А$; 3 – $I_K = 0,4 А$) (а);

діодом (4 – дросель відсутній; 5 – $\Delta = 2,5 мм$; 6 – $\Delta = 0,2 мм$) (б)

За тієї ж причини при шунтуванні ГК тиристором час горіння дуги залежить від величини струму керуючого переходу. Включення дроселя в контур комутації ГК - тиристор (діод), природно, збільшує час горіння дуги, що й відбито у наведених осцилограмах.

У схемі на рис. 5.18, а, як і у всіх попередніх дослідженнях, сигнал керування надходив на тиристор до розмикання ГК. У схемі, наведеної на рис. 5.18, б, сигнал керування подається на тиристор одночасно з початком розмикання контактів. Результати дослідження цієї схеми показали, що тривалість горіння дуги, яка спостерігалася

на ГК у цьому випадку, практично не відрізняється від замірів у схемі 5.18, а при тих же параметрах кола, що комутується.

На останок слід зазначити, що іноді при дослідженні перетікання струму з кола ГК у коло СНП після майже повного перетікання струму спостерігалися повторні металеві замикання контактів з поверненням струму, а потім знову після запалювання «короткої» дуги в процесі подальшого розмикання ГК повторний перехід струму в тиристори. Іноді спостерігався навіть триразовий перехід. При збільшенні швидкості розмикання ГК це явище спостерігалось не часто. На рис. 5.20 показані типові осцилограми швидкості зміни струму в ГК і напруги на них.

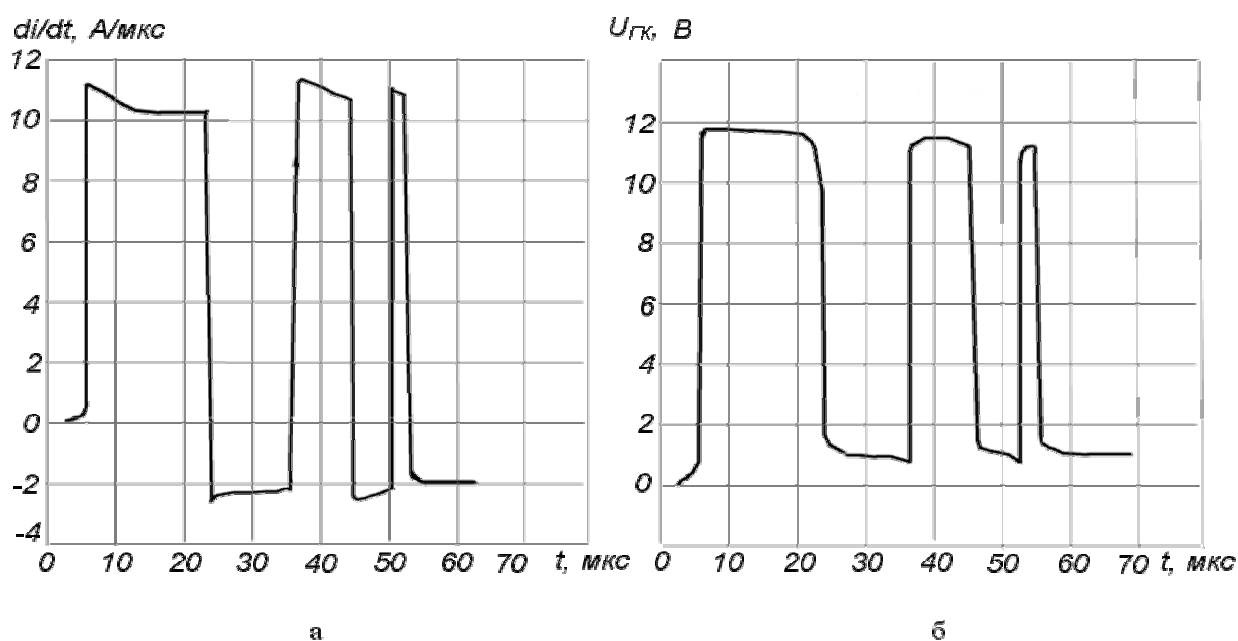


Рис. 5.20 - Швидкість зміни струму в ГК (а) і напруги на ГК (б) при їхньому розмиканні ($i_H = 150 A$)

Швидкість зміни струму в ГК вимірювалась поясом Роговського. З осцилограм видно, що швидкість максимальна при запалюванні дуги й мінімальна при зворотному переході, тобто відповідно пропорційна напрузі «короткої» дуги й прямому падінню напруги на тиристорі.

Причини такого процесу можуть бути пояснені утворенням металевих з'єднань між контактами при конденсації парів металу, розбризуванням крапель металу із зони горіння дуги й виникненням сплесків металу внаслідок механічних напруг при швидкому застиганні розплавлених ділянок електродів [79]. Більш детально цей випадок був розглянутий у підрозділі 3.1.

На підставі проведених досліджень можна зробити наступні висновки:

- найбільше значення середньої швидкості переходу струму з ГК у тиристор при активному навантаженні близька $12 \cdot 10^6$ А/с, у діод – $30 \cdot 10^6$ А/с;
- струм з кола ГК у тиристор (діод) перетікає під дією порівняно невеликої напруги (порядка 10 - 12 В), що значно підвищує стійкість СНП до впливу швидкостей зростання струму;
- час горіння дуги на контактах, що шунтовані тиристором, зменшується зі збільшенням струму в колі керуючого переходу тиристора;
- просторове відносне розташування й конструкція елементів гібридного контактора дуже впливає на процес перетікання струму з ГК у тиристор;
- для зменшення спрацьовування ГК необхідне збільшення швидкості їхнього руху, зменшення індуктивності контуру ГК - тиристора й спадання напруги на тиристорному ключі.

Крім вище наведених досліджень також експериментально визначалося можливе запізнювання вторинного струму відносно первинного при роботі трансформатора струму ТС1 (рис. 5.14) в імпульсному режимі. Принципова схема дослідження наведена на рис. 5.21. У даній схемі для зменшення впливу індуктивності кола як джерело напруги використана попередньо заряджена батарея конденсаторів $C1$ великої ємності.

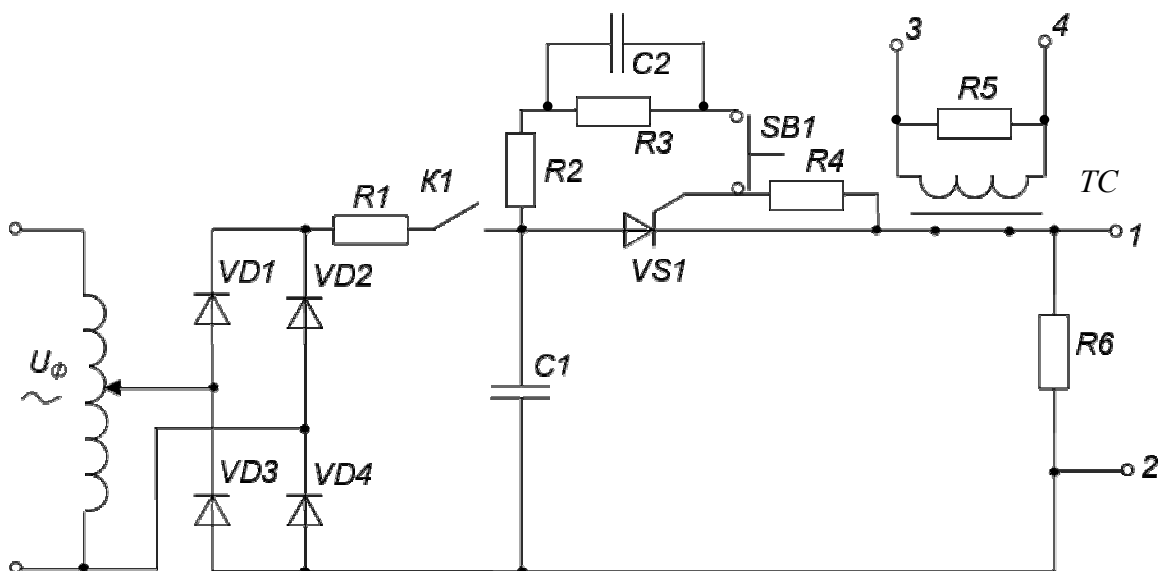


Рис. 5.21 - Схема для дослідження

При замиканні $SB1$ конденсатор $C1$ розряджається через відкритий тиристор $VS1$, активний опір $R6$ і первинну обмотку TC , що має наступні параметри: магнітопровід шихтований, сталь 7319 з активним перетином 3 см^2 , середня довжина магнітопроводу 150 мм , кількість витків вторинної обмотки $W_2 = 200$, опір вторинної обмотки $1,5\text{ Ом}$, опір резистора $R5$ відповідає типовому опору керуючого переходу тиристора $T161 - 160$, дорівнює 20 Ом .

Розрядний імпульс має наступні параметри: тривалості переднього фронту $5 - 7\text{ мкс}$; амплітудне значення струму 100 А ; постійна часу спаду імпульсу струму $0,02\text{ с}$.

Вимірювання проводилися за допомогою осцилографа $C1 - 17$, на перший вхід якого подавався сигнал, що знімався із клем $1, 2$, на другий – із клем $3, 4$. При часовому розгорненні променів осцилографа 10 мкс/см затримка другого імпульсу відносно першого практично відсутня.

Оскільки процеси комутації в гібридних контакторах постійного струму аналогічні розглянутим вище [1, 2], то немає необхідності приводити тут додатково результати цих досліджень. При цьому слід зазначити, що всі комплектуючі електронних схем цих контакторів застосовані за своїм основним призначенням.

5.4.2. Дослідження комутаційних перенапруг на тиристорних ключах змінного струму при відключенні активно-індуктивного навантаження

Метою даного експерименту є дослідження характеру комутаційних перенапруг на СНП НК змінного струму при вимиканні однофазного активно-індуктивного навантаження з $\cos\varphi = 0,3$, при напрузі $U_\phi = 220\text{ В}$ и $f = 50\text{ Гц}$. У процесі дослідження змінювалися параметри захисного RC -кола й струму, що вимикається. Як силові тиристори НК використовувалися тиристори $T161 - 160$ (10 кл.), а як конденсатори RC -кола використовувалися конденсатори МБГЧ із відхиленням ємності $\pm 5\%$. При цьому фіксувалася форма комутаційної напруги й вимірювалися максимальні значення цієї перенапруги $U_{T\text{ max}}$ й швидкості її наростання $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\text{max}}$. Результати даного експерименту порівнювалися з результатами теоретичних досліджень, виконаних за методиками, наведеними у розділі 3 та [91]. Величини перенапруг визначалися за схемою, наведеною на рис. 5.22, а швидкість наростання напруги - за схемою рис. 5.23. Як вимірювальні прилади використовувалися електронний осцилограф з після-

світінням С1 - 29, за допомогою якого спостерігалася форма напруги перехідного процесу, і статичний вольтметр типу С - 95, яким вимірювались амплітудні значення досліджуваних процесів.

Наявність у схемах дослідження реле блокування, що спрацює через 0,5 - 0,7 мс після вимикання тиристора, дозволяє спостерігати тільки перехідний процес відновлення напруги, що істотно спрощує виконання необхідних вимірів у розглянутих дослідженнях.

Застосування спеціальної схеми керування (СК), виконаної на герконових реле $P1$ і $P2$, забезпечує вмикання НК на короткий проміжок часу (не більше 0,1 с), що, з одного боку, достатньо для того, щоб установився струм у навантаженні, а з іншого боку - дозволяє істотно знизити споживану потужність і габарити навантаження Z_H .

Результати вимірів наведені в табл. 5.3 і 5.4, де δ_1 і δ_2 – відносне відхилення експериментальних даних від розрахункових $\frac{U_{T \max}}{E}$ і

$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$ відповідно.

Таблиця 5.3 - Результати вимірювань перенапруг $U_{T \max}$ і швидкості наростання напруги $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$ при $E = \sqrt{2}U_\phi \sin \phi$, $U_\phi = 220$ В (варистор $R7$ відсутній)

Струм, що комутується, А	Параметри RC-кола		$\frac{U_{T \max}}{E}$		$\delta_1, \%$	$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$, В\мкс		$\delta_2, \%$
	С, мкФ	R_C , Ом	Розр.	Вимір.		Розр.	Вимір.	
160	0,25	36	1,68	1,57	6,54	8,79	8,17	7,05
		51	1,58	1,49	5,69	8,52	7,95	6,69
		68	1,50	1,39	7,33	8,43	7,83	6,97
	0,5	36	1,55	1,43	7,74	5,69	5,24	7,91
		51	1,44	1,32	8,33	5,61	5,18	7,66
		68	1,36	1,26	7,35	5,78	5,41	6,44
605	0,25	36	1,65	1,52	7,87	21,5	19,85	7,67
		51	1,53	1,43	6,53	20,7	19,42	6,18
		68	1,45	1,36	6,38	18,2	17,25	8,65
	0,5	36	1,42	1,32	7,04	13,1	12,15	7,25
		51	1,31	1,22	6,87	12,3	11,45	6,91
		68	1,25	1,16	7,37	9,84	9,32	6,08
960	0,25	36	1,69	1,56	7,69	29,6	27,28	7,84
		51	1,58	1,46	7,59	24,0	22,35	6,87
		68	1,55	1,44	6,21	14,10	12,85	7,27
	0,5	36	1,41	1,32	6,38	16,5	15,65	5,15
		51	1,33	1,23	7,51	10,9	10,12	7,16
		68	1,37	1,26	6,96	1,03	1,11	8,2

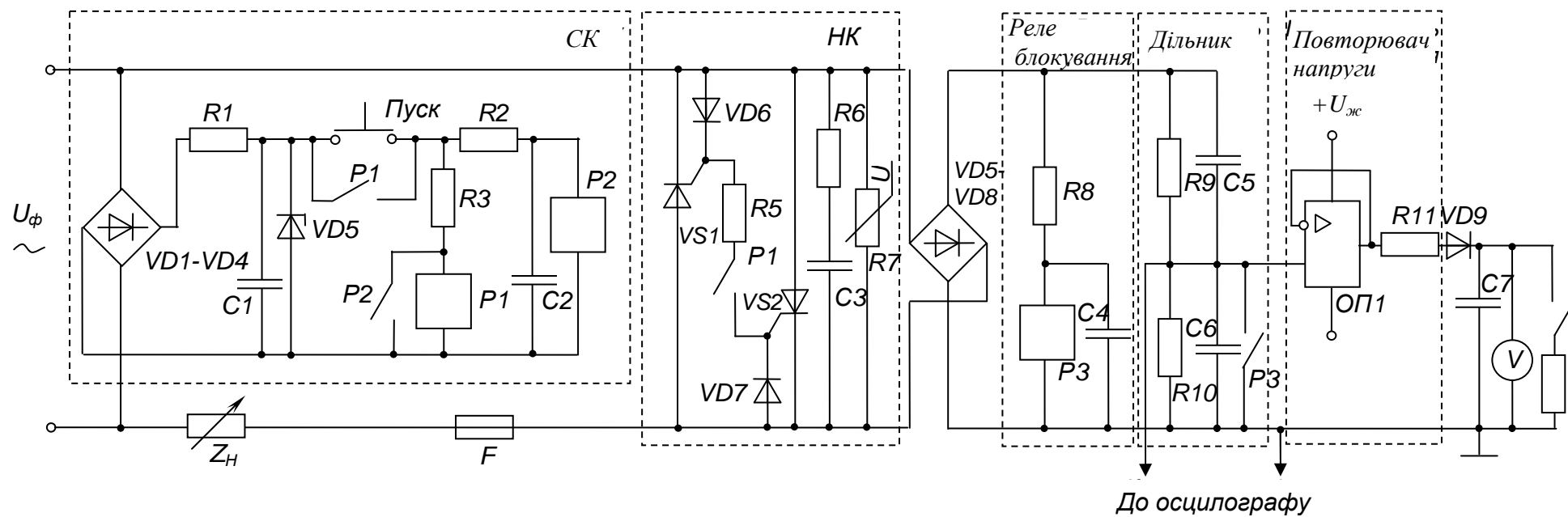


Рис. 5.22 - Схема для вимірювання комутаційних перенапруг на тиристорах НК

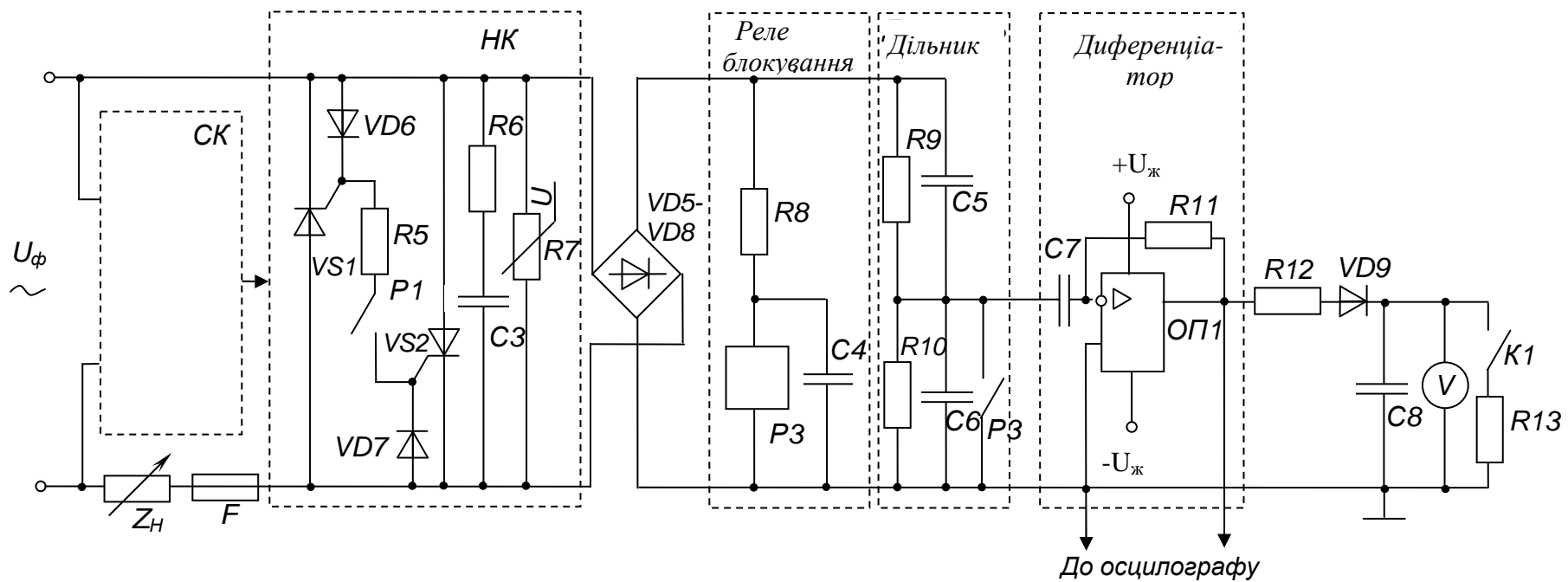


Рис. 5.23 - Схема для вимірювання швидкості наростання комутаційних перенапруг на тиристорах

Таблиця 5.4 - Результати вимірювань перенапруг $U_{T \max}$ і швидкості наростання напруги $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$ при $E = \sqrt{2}U_{\phi} \sin \varphi$, $U_{\phi} = 220$ В (варистор R7 (СН 2-2-330 В) підключений)

Струм, що комутується $I_{\text{ком}}, \text{ А}$	Параметри RC-кола		$\frac{U_{T \max}}{E}$		$\delta_1, \%$	$\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}, \text{ В/мкс}$		$\delta_2, \%$
	$C, \text{ мкФ}$	$R_C, \text{ Ом}$	Розр.	Вимір.		Розр.	Вимір.	
160	0,05	15	1,28	1,19	7,03	28,89	27,58	4,53
	0,05	22	1,28	1,20	6,25	28,51	27,44	3,75
	0,10	15	1,29	1,20	6,97	16,94	16,25	4,07
	0,10	22	1,29	1,20	6,97	16,58	15,99	3,56
605	0,05	15	1,30	1,22	6,15	88,10	81,15	7,89
	0,05	22	1,30	1,21	6,92	86,84	80,02	7,85
	0,10	15	1,30	1,22	6,15	45,89	43,65	4,88
	0,10	22	1,30	1,21	6,92	44,66	42,28	5,33
960	0,05	15	1,31	1,21	7,63	133,1	126,30	5,11
	0,05	22	1,31	1,22	6,87	131,3	124,00	5,56
	0,10	15	1,31	1,22	6,87	67,44	64,85	3,84
	0,10	22	1,31	1,22	6,87	65,70	63,95	2,66

На рис. 5.24 наведені типові осцилограми комутаційних перенапруг на тиристорі.

Результати даного експериментального дослідження підтвердили, що запропонований алгоритм розрахунку захисних RC-кіл (розділ 3) з достатньою точністю відбиває процес зворотного відновлення напруги на тиристорах НК при вимиканні активно-індуктивного навантаження.

Незначна розбіжність розрахункових і експериментальних значень $\frac{U_{T \max}}{E}$ та $\left(\frac{du_T}{dt}\right)_{\max}$ (менша за 10 %) обумовлюється неточністю вимірів. Оскільки всі експериментальні значення вийшли менше розрахункових, очевидно, що значення I_{Rm} у випробуваних тиристорів менше, ніж мало місце в розрахунку.

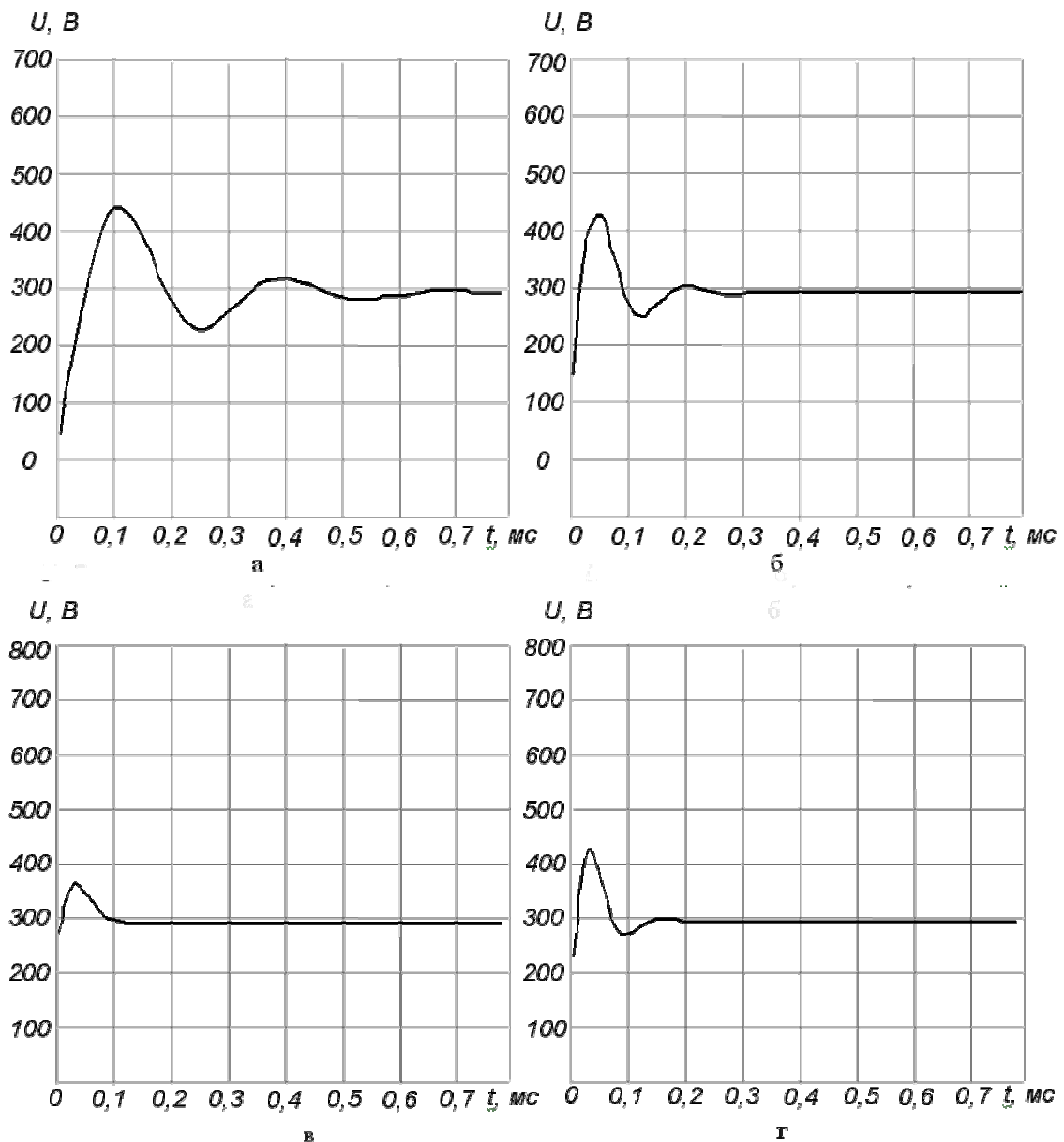


Рис. 5.24 - Осцилограми напруги на тиристорі Т 161-160 при відключенні активно-індуктивного навантаження при $U_{\phi} = 220$ В, $\cos \varphi = 0,29 - 0,32$, $C = 0,5$ мкФ: а – $I_{KOM} = 160$ А, $R_C = 51$ Ом; б – $I_{KOM} = 605$ А, $R_C = 36$ Ом; в – $I_{KOM} = 605$ А, $R_C = 68$ Ом; г – $I_{KOM} = 960$ А, $R_C = 36$ Ом

5.5. Резюме

1. Розроблено п'ять варіантів технічних рішень з удосконалення гібридних контакторів змінного струму і чотири варіанти з удосконалення гібридних контакторів постійного струму, що виконані на рівні винаходів.

2. На підставі проведеного аналізу розроблених варіантів нових технічних рішень показано, що їхнє застосування дозволяє істотно покращити техніко-економічні характеристики цих розроблених контакторів у порівнянні з існуючими, а саме:

- а) для гібридних контакторів змінного струму:
- істотно скоротити, а в третьому варіанті повністю виключити зону можливого дугоутворення;
 - підвищити номінальний робочий струм контактора з $0,6I_{ном}$ до $0,8I_{ном}$;
 - знизити рівень комутаційних перенапруг на 30 %, що дозволяє застосовувати в колах з напругою 380 В тиристори 7-го класу за напругою замість 10-го;
 - зменшити вартість, масу й габарити напівпровідникових блоків не менш ніж на 10 – 20 % залежно від варіанта й номінального струму за рахунок скорочення елементів схеми керування, істотного скорочення потреби в обмотувальній міді й трансформаторній сталі, а також зменшення на порядок ємності конденсатора захисного RC-кола й зниження приблизно на 30 % його робочої напруги;
- б) для гібридних контакторів постійного струму:
- істотно знизити масу, габарити й вартість напівпровідникового блоку до рівня, що відповідає показникам цього вузла, досягнутих для контакторів змінного струму;
 - підвищити надійність роботи за рахунок спрощення схеми керування НК, у тому числі й за рахунок виключення громіздкого й малонадійного блоку примусової комутації;
 - істотно понизити рівень комутаційних перенапруг до рівня не більше $2,5 U_{ном}$, що дозволяє понизити клас СНП за напругою з 10-го до 6-го;
 - застосовувати контактори в реверсивних схемах;
 - керувати силовим НК струмом, що протікає по колу ГК, без використання додаткових джерел живлення;
 - забезпечити, як і для контакторів змінного струму, можливість роботи апарата, незалежно від типу привода, що забезпечує комутацію контактної системи.
3. Визначено галузі раціонального застосування кожного із запропонованих варіантів технічних рішень.
4. Установлено за результатами проведених експериментальних досліджень процесів, що мають місце у силових колах і у колах керування гібридного контактора при його вмиканні й вимиканні в діапазоні струмів комутації 50 - 960 А, що запропоновані технічні рішення відповідають вимогам, які ставляться до гібридних контакторів.
5. Підтверджена результатами порівняння експериментальних даних і теоретичних досліджень правильність розроблених методик розрахунку комутаційних перенапруг на СНП силових НК гібридних контакторів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сосков А.Г. Полупроводниковые аппараты: коммутация управление, защита: учеб. для студ. вузов / А.Г. Сосков, И.А. Соскова; под ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравелла, 2005. – 344 с.
2. Могилевский Г.В. Гибридные электрические аппараты низкого напряжения / Г.В. Могилевский. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 232 с.
3. Могилевский Г.В. Полупроводниковые аппараты защиты / Г.В. Могилевский, В.Е. Райнин, В.И. Гребенник. – М.: Энергоатомиздат, 1980. – 168 с.
4. Поскробко А.А. Бесконтактные коммутационные полупроводниковые устройства на переменном токе / А.А. Поскробко, В.Б. Братолюбов. – М.: Энергия, 1978. – 192 с.
5. Дикань С.В. Аппараты систем бесперебойного электроснабжения / С.В. Дикань, К.К. Намитоков. – К.: Техніка, 1989. – 174 с.
6. Андрей Повный. Достоинства и недостатки бесконтактных пускателей и контакторов. <http://electromost.by/llogs>
7. Бесконтактные устройства защиты для низковольтных электрических аппаратов / [Могилевский Г.В., Райнин В.Е., Сосков А.Г., Устименко Б.Н.]. – М.: Энергия, 1991. – 88 с.
8. Выбор и применение низковольтных электрических аппаратов распределения, управления и автоматики: справочное пособие / [Е.Г. Акимов, Ю.С. Коробков, В.П. Соколов, Е.В. Таманов]; под ред. Е.Г. Акимова, Ю.С. Коробкова. – М.: Энергия, 2007. – 348 с.
9. Atmaji A.M.S. Hybrid Switching: A Review of Current Literature / A.M.S. Atmaji, J.G.J. Slood // IEEE-Proceedings of EMPD, 1998. Vol. 2. – P. 683 – 688.
10. Atmaji A.M.S. Direct current hybrid breakers: A design and its realization / Ali M.S. Atmadji. – Eindhoven : Technische Universiteit Eindhoven, 2000. – 195 p.
11. Collart P. DC Circuit Hybrid Breaker: the DHR / P. Collart, S. Pellichero // IEEE Colloquium on Electronic – Aided Current – Limiting Circuit Breaker – Developments and Applications, feb. 1990.: Digest № 1990/142. – C. 29 – 32.
12. Hasan S. The Critical Switching Parameters of a New Hybrid AC Low Voltage Circuit Breaker without and with ZnO Varistor / S. Hasan // 6th Int. Symp. On Short-Circuit Currents in Power Sistem, September 1994, Liege, Belgium, P. 311 – 318.
13. Сосков А.Г. Тиристорные коммутационные устройства: учебное пособие / А.Г. Сосков. – К.: УМК ВО, 1989. – 120 с.
14. Сосков А.Г. Основные направления развития низковольтных электронных аппаратов и их анализ / А.Г. Сосков, И.А. Соскова, Я.Б. Форкун, В.Г. Ягуп // Вестник Харьковского государственного политехнического института. – 2000. – Вып. 128. – С. 158 – 164.
15. Сосков А.Г. Современные направления развития низковольтных электронных контакторов постоянного тока / А.Г. Сосков, И.А. Соскова, Я.Б. Форкун // Вестник Харьковского государственного политехнического института. Сер.: Новые решения в современных технологиях. – 2000. – Вып. 84. – С. 176 – 178.
16. Электрические и электронные аппараты: учеб. для студ. вузов / под ред. Ю.К. Розанова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Информэлектро, 2001. – 420 с.
17. Кукеков Г.А. Полупроводниковые электрические аппараты / Г.А. Кукеков, К.Н. Васерина, В.П. Лунин. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 255 с.

18. Шопен Л.Б. Бесконтактные электрические аппараты автоматики: учебник для студ. вузов / Л.Б. Шопен. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 567 с.
19. Полупроводниковые коммутационные аппараты Siemens Sirius. <http://chastotnik.com/>
20. Полупроводниковые реле и контакторы Sirius <http://www.iadt.siemens.ua/ru/>
21. Параметры гибридных контакторов переменного тока. <http://www.vecon.ru/propub/>
22. Глебова Е.Г. Исследование электрического износа контактов в аппаратах с бездуговым размыканием: дис. ...кандидата техн. наук: 05.09.01 / Е.Г. Глебова. – Х., 1978. – 202 с.
23. Meyer J.-M. ADC Hybrid Circuit Breaker with Ultra Fast Contact Opening and Integrated Gate-Communicated Thyristors (IGCT) / J.-M. Meyer, A Rufer // Bulletin of Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne, Switzerland. – 2001. – P. 14 – 20.
24. Czucha J. Some Aspects of Ultra Fast Contact Opening at Current Interruption by a Hybrid Circuit Breaker: materials of 31-nd Universities Power Engineering Conference [«UPEC'97»], (UK, Manchester, September 1997) / Department of Energy. – Manchester, 1998. – Vol. 1. – P. 166 – 169.
25. Пат. 24209 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний контактор змінного струму / А.Г. Сосков, Я.Б. Форкун, Н.О. Рак (Сабалаєва), І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2007 00596; заявл. 22.01.2007; опубл. 25.06.2007, Бюл. № 9.
26. Пат. 22023 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний контактор змінного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаєва) І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2006 11929; заявл. 13.11.2006; опубл. 10.04.2007, Бюл. № 4.
27. Пат. 30660 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний комутаційний апарат змінного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаєва), О.Ю. Поліщук; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства. – № u2007 10952; заявл. 03.10.2007; опубл. 11.03.2008, Бюл. № 5.
28. Пат. 33171 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний двополюсний контактор постійного струму / А.Г. Сосков, Н.О. Сабалаєва, І.О. Соскова; заявник та патентовласник Харківська національна академія міського господарства, Українська інженерно-педагогічна академія. – № u2008 01870; заявл. 13.02.2008; опубл. 10.06.2008, Бюл. №11.
29. Алиев Б.Б. Электрические аппараты: справочник / Б.Б. Алиев, М.Б. Абрамов. – М.: РадиоСофт, 2005 – 255 с.
30. Collart P. A New High Speed DC Circuit Breaker: the DHR / P. Collart, S. Pellichero // IEEE Colloquium on Electronic – Aided Current – Limiting Circuit Breaker – Developments and Applications, feb. 1989.: Digest № 1989/137. – C. 28 – 31.
31. Genji T. 400 V Class High-Speed Current Limiting Circuit Breaker for Electric Power System / T. Genji, O. Nakamura, M. Isozaki, M. Yamada, T. Morita, M. Kaneda // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1994. – Vol. 9. – P. 1428 – 1438.
32. Johnson D.E. Commutating Direct Current out of a Vacuum interrupter with a GTO-thyristor / D.E. Johnson // IEEE Trans. on Magnetics. – 1986. – Vol. Mag. – 22, №6. – P. 1552 – 1557.

33. Czucha J., Picon M. Ultra Fast Contact Opening at Current Interruption by a Hybrid Circuit Breaker: materials of 32-nd Universities Power Engineering Conference [«UPEC'98»], (UK, Manchester, September 1998) / Department of Energy. – Manchester, 1998. – Vol. 1. – P. 172 – 178.
34. Collart P. A Super High Speed intelligent Circuit Breaker / P. Collart, S. Pellichero // GEC Alstom Technical Review, 1992. – №9 – P. 35 – 42.
35. Lacosta R. Reduction of Switching with GTO-thyristors: materials of conference [«7th International Conference Switching Arc Phenomena (SAP)»], (Poland, Lodz, 27 September – 1 October, 1993). – Lodz, 1993. – P. 264 – 267.
36. Сосков А.Г. Сучасний стан і тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів і його вплив на розвиток комутаційних напівпровідникових апаратів / А.Г. Сосков, Ю.П. Колонтаєвський, Я.Б. Форкун, Н.О. Сабалаєва, І.О. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2009. – №2 (18). – С. 60 – 67.
37. Сосков А.Г. Гибридный контактор постоянного тока с улучшенными технико-экономическими характеристиками / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева) // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – 2008. – №45. – С. 126 – 133.
38. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2005. – 384 с.
39. Москатов Е.А. Справочник по полупроводниковым приборам / Е.А. Москатов. – М.: Радио и связь, 2005. – 270 с.
40. Адзума М. Запираемые тиристоры / М. Адзума, М. Курата // ТИИЭР. – 1998. – Т.76, №4. – С. 128 – 137.
41. Хауэр Ф.П. Силовые полупроводниковые приборы. Обзор / Ф.П. Хауэр. // ТИИЭР. – 1998. – Т.76, №4. – С. 36 – 46.
42. Силовые полупроводниковые приборы: справочник; пер. с англ. / под ред. В.В. Токарева. – М.: Энергия, 1995. – 256 с.
43. Силовые IGBT-модули. Материалы по применению / под. ред. М. Романько – М.: Додэка, 1997. – 321 с.
44. Современные решения в области силовой электроники на основе модулей фирмы Toshiba: материалы научн.-практич. семинара, 10 – 12 июня 2001 г., Москва / отв. ред. А.Н. Третьяков. – М.: МЭИ, 2001. – С. 145 – 148 с.
45. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: справочное пособие / Б. Уильямс; пер. с англ. А.И. Зимина – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 327 с.
46. Флоренцев С.Н. Состояние и тенденции развития силовых IGBT-модулей / С.Н. Флоренцев // Электротехника. – 2000. – №4. – С. 18 – 26.
47. Eschrich F. IGBT Modules Simplify Inverter Design. / F. Eschrich. – Frankfurt: Fuji Electric, PSIM Europe, 1996. – 82 p.
48. Matsuda H. New Advanced Power Semiconductors Toshiba Corporation / H. Matsuda. – Tokyo: Power Conversion, 1999. – 139 p.
49. Marr M. High-speed 600 V IGBT in NPT technology / M. Marr, A. Knapp, M. Billmann. – Germany: Siemens AG, Semicron Electronic GmbH, 2006. – 117 p.
50. Mitsubishi Semiconductors. High Power Semiconductors. – [First Edition.]. – Tokyo: Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor Marketing Division, 1995. – 189 p.
51. Грехов Н.В. Силовая полупроводниковая электроника и импульсная техника / Н.В. Грехов // Вестник Российской Академии Наук. – 2008. – Т. 78, № 2. – С. 106 – 131.

52. Колонтаєвський Ю.П. Електроніка та мікросхемотехніка: підруч. для студентів ВНЗ / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков; за ред. А.Г.Соскова. – Вид. 2-е, переробл. і допов. – К.: Каравела, 2009. – 416 с.
53. Зи С.М. Физика полупроводниковых приборов / С.М. Зи. – М.: Энергия, 1973. – 655 с.
54. Челноков В.Е. Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов / В.Е. Челноков, Ю.А. Евсеев. – М.: Энергия, 1973. – 279 с.
55. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники: материалы докл. междунар. научно-технич. семинара [«Применение силовой электроники в электротехнике»], (Москва, 18 октября 2000 г.). – М., МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2000. – С. 145 – 150.
56. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление: справочное пособие / Б. Уильямс; пер. с англ. Н.Н. Ильин. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 462 с.
57. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк; пер. с нем. А.И. Иванов. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
58. Тиристоры: технический справочник; пер. с англ. В.А. Лабунцова. – М.: Энергия, 1971. – 560 с.
59. Иванов В.И. Полупроводниковые приборы. Тиристоры: справочник / В.И. Иванов, А.И. Аксёнов, А.М. Юшин. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 448 с.
60. Современные решения в области промышленной и силовой электроники на основе компонентов фирмы Infineon Technologies AG: материалы научн.-практич. семинара, 6 – 9 июня 2000 г., Москва / отв. ред. А.Н. Третьяков. – М.: МЭИ, 2000. – 424 с.
61. Блихер А. Физика тиристоров / А. Блихер. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 264 с.
62. IGBT or IGCT: Considerations for very high power applications: materials of Forum [Eropeen des Semiconducteurs de Puissance], (Calamart, October 22, 1997) / executive editor E. Carrol. – Calamart, 1997. – 136 p.
63. Semicron: innovation + service: catalog. – 700 MB. – Germany: Semicron corp., 2005. – 1 електрон. опт. Диск (CD-ROM); 12 см. Систем. требования: Pentium; 32 Mb RAM; Windows 95/ 98/ XP/ MS-Word 97-2000.
64. Міліх В.І. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка: підручник / В.І. Міліх, О.О. Шавьолкін. – К.: Каравела, 2007. – 688 с.
65. Клименко Б.В. Електричні та магнітні пристрої, електричні аксесуари, електричні установки. Терміни, тлумачення, коментарі: навчальний посібник / Б.В. Клименко. – Харків: Точка, 2009. – 272 с.
66. Контактори електромагнітні низьковольтні. Загальні технічні умови: ДСТУ 2846-94. – [Чинний від 1994-01-01] – К.: Держстандарт України, 1994. – IV, 5 с. – (Національний стандарт України).
67. Клименко Б.В. Комутаційні апаратура, апаратура керування, запобіжники. Терміни, тлумачення, коментарі: навчальний посібник / Б.В. Клименко. – Харків: Талант, 2008. – 228 с.
68. Сосков А.Г. Принципы построения гибридных контакторов переменного тока с улучшенными характеристиками / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), І.О. Соскова // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – 2007. – №25. – С. 106 – 114.
69. Забродин Ю.С. Узлы принудительной конденсаторной коммутации тиристоров / Ю.С. Забродин. – М.: Энергия, 1974. – 129 с.

70. Сосков А.Г. Сравнительный анализ способов бездуговой коммутации электрических цепей переменного тока и их классификация / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2005. – №6. – С. 70 – 74.
71. А. с. 741332 СССР, МКИ² Н 01 Р9/30. Комбинированный контактор переменного тока / А.Г. Сосков, В.А. Богуславский (СССР). – №2564246/24-07; заявл. 03.01.78; опубл. 15.06.80, Бюл. №22.
72. Сосков А.Г. Анализ схем управления бесконтактной частью гибридных аппаратов переменного тока / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Вісник національного технічного університету «ХПІ». – 2002. – №14. – С. 116 – 124.
73. Pat. 49777332 США, МКИ G 2 5F1/20 Power switching apparatus / White R.C.; declarant and patentee Sundatrand Corp. Filed. – №347532; declared 04.05.89; published 11.01.90, HKU 287/89.
74. Гринберг Л.Я. Контактно-вентильный выключатель – новый коммутационный аппарат для тяговых сетей метрополитена: автореф. дис. на соискание учёной степени канд. техн. наук: спец. 05.09.01 «Электрические машины и аппараты» / Л.Я. Гринберг. – М., 1981. – 24 с.
75. А. с. 335728 СССР, МКИ² Н 01 Р9/30. Контактор переменного тока с бездуговой коммутацией / Г.В. Могилевский, А.Г. Сосков, В.Д. Коломийцев (СССР). – № 1300729/24-7; заявл. 06.01.69; опубл. 11.04.72, Бюл. №13.
76. А. с. 748542 СССР, МКИ² Н 01 Р9/30, Н 01 Р9/54. Контактор переменного тока с бездуговой коммутацией / Г.В. Могилевский, А.Г. Сосков и др. (СССР). – №2690009/24-7; заявл. 04.12.78; опубл. 25.07.80, Бюл. №26.
77. Сосков А.Г., Рак (Сабалаева) Н.О. Гибридные контакторы постоянного тока, выполненные на базе полностью управляемых полупроводниковых приборов: материалы междунар. науч.-техн. конф. [«Новейшие технологии в электроэнергетике»], (Харьков, 17 – 19 марта 2008 г.) / М-во образ. и науки Украины, Харьк. нац. академия гор. хозяйства. – Х.: ХНАГХ, 2008. – С. 37 – 39.
78. Сафи А.А. Тиристорные контакторы постоянного тока: автореф. дис. на соискание учёной степени канд. техн. наук: спец. 05.09.01 «Электрические машины и аппараты» / А.А. Сафи. – М., 1999. – 20 с.
79. Сосков А.Г. Исследование токораспределения между главными контактами и шунтирующей цепью с полупроводниковым ключом при отключении тока гибридным контактором / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева) // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – №4. – С. 85 – 89.
80. Хольм Р. Электрические контакты / Р. Хольм; пер. с англ. П.Э. Брускина, А.А. Рудницкого. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1961. – 464 с.
81. Омельченко В.Т. Теория процессов на контактах / В.Т. Омельченко. – Х.: Вища школа. Изд-во при Харьковском университете, 1979. – 126 с.
82. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. 4-е издание, дополненное для самостоятельного изучения курса / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровкин, В.Л. Чечурин // Спб.: Издательство «Питер», 2004. – (том 1 – 462 с., том 2 – 575 с., том 3 – 376 с.).
83. Никифоровский Н.Н. О коммутации тока при размыкании одной из двух параллельных цепей электрических аппаратов / Н.Н. Никифоровский // Электричество. – 1959. – №12. – С.70 – 74.
84. Кузнецов В.Н. Исследование восстанавливающейся электрической прочности межконтактных промежутков в условиях синхронного отключения: дис. ... кандидата техн. наук: 05.09.01 / В.Н. Кузнецов. – М., 1975. – 197 с.

85. Рак (Сабалаева) Н.О. Токовая нагрузка на силовые полупроводниковые приборы гибридных коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока в нормальных режимах работы / Н.О. Рак (Сабалаева) // Коммунальное хозяйство городов: научно-технический сборник. – 2007. – Вып. 76. – С. 304 – 310.
86. Котенко М.В. Аналіз електричних кіл на персональному комп'ютері: підручник / М.В. Котенко, Ю.Ф. Свергун. – К.: Каравела, 2006. – 245 с.
87. Рак (Сабалаева) Н.О. Анализ токовой нагрузки на силовые полупроводниковые приборы гибридных коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока в аварийных режимах работы / Н.О. Рак (Сабалаева) // Восточноевропейский журнал передовых технологий.–2007.– №313 (27).– С. 15 – 18.
88. Сосков А.Г. Расчёт перенапряжений на тиристорах полупроводниковых ключей при отключении нагрузки / А.Г. Сосков, И.А. Соскова // Вестник Харьковского государственного политехнического института. Сер.: Новые решения в современных технологиях. – 2000. – Вып. 79. – С. 71 – 73.
89. Розанов Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.
90. Чебовский О.Г. Силовые полупроводниковые приборы: [справочник] / О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
91. Сосков А.Г. Исследование коммутационных перенапряжений при коммутировании цепей переменного тока гибридными контакторами / А.Г. Сосков, Н.О. Сабалаева, И.А. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2009. – №1. – С. 77 – 79.
92. Сосков А.Г., Сабалаева Н.О., Соскова И.А. Исследование коммутационных перенапряжений при коммутировании цепей переменного тока гибридными контакторами: сб. тезисов докладов международной научно-технической интернет-конф., 1 – 27 марта 2009 г. [«Новейшие технологии в электроэнергетике»] / Мин. образования и науки Украины, Харьк. нац. академия гор. хозяйства. – Х.: ХНАГХ, 2009. – С. 28.
93. Сосков А.Г. Применение варисторов для защиты полупроводникового ключа гибридных контакторов переменного тока от коммутационных перенапряжений / А.Г. Сосков, Н.О. Сабалаева // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». – 2009. – №7. – С. 139 – 145.
94. Сосков А.Г. Расчёт коммутационных перенапряжений в гибридных контакторах постоянного тока и способы их ограничения / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева) // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – №4. – С. 38 – 42.
95. Сосков А.Г., Рак (Сабалаева) Н.О. Токовая нагрузка на силовые полупроводниковые приборы гибридных коммутационных полупроводниковых аппаратов переменного тока: материалы междунар. науч.-техн. конф. [«Новейшие технологии и энергоэффективность в светотехнике и электроэнергетике»], (Харьков, 16 – 18 апреля 2007 г.) / Мин. образования и науки Украины, Харьк. нац. академия гор. хозяйства. – Х.: ХНАГХ, 2007. – С. 93-98.
96. Сосков А.Г. Методика расчета теплового режима мощных управляемых полупроводниковых приборов силовых коммутационных аппаратов при длительном воздействии токовой нагрузки А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), И.А. Соскова, П.Н. Алаев // Світлотехніка та електроенергетика. – 2006. – №7-8. – С. 70-76.

97. Соскова И.А. Исследование нагрева силовых тиристоров в полупроводниковых ключах электронных аппаратов / А.Г. Сосков, И.А. Соскова // Вестник Харьковского государственного политехнического института. Сер.: Новые решения в современных технологиях. – 2000. – Вып. 45. – С. 61 – 63.
98. Намитоков К.К. К методике расчёта нестационарного температурного поля тиристоров / К.К. Намитоков, А.Г. Сосков, С.М. Юрченко // Электромеханика. – 1988. – №11. – С. 79 – 82.
99. Соскова И.А. Исследование нагрева полупроводниковой структуры силового тиристора в импульсном режиме на основе упрощённой модели / И.А. Соскова // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: сб. научн. трудов Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – Вып. 7.-4.3. – С. 160 – 165.
100. Рабинирсон А.А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов / А.А. Рабинирсон, Г.А. Ашкинази. – М.: Энергия, 1976. – 296 с.
101. Сосков А.Г. Расчёт нагрева мощных тиристоров с припаянными контактами в составе электронных ключей при воздействии импульсов тока произвольной формы / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – №2. – С. 55 – 57.
102. Сосков А.Г. Анализ методов расчёта температуры полупроводниковой структуры силовых полупроводниковых приборов в условиях их работы в коммутационных полупроводниковых аппаратах / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), И.А. Соскова // Електротехніка і електромеханіка. – 2008. – №1. – С. 85 – 88.
103. Сосков А.Г. Потери мощности в управляемых полупроводниковых приборах гибридных ключей / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), И.А. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1 (9). – С. 61-71.
104. Вентцель Е.С. Теория вероятностей и её инженерные приложения / Е.С. Вентцель, А.А. Овчаров. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 480 с.
105. Сосков А.Г. Расчёт температурного режима силовых полупроводниковых приборов с прижимными контактами при воздействии кратковременных токовых импульсов произвольной формы / А.Г. Сосков, П.Н. Алаев, И.А. Соскова // Коммунальное хозяйство городов. Научн.-техн. сб. – 2003. – Вып. 49. – С. 142 – 148.
106. Сосков А.Г. Расчёт температурного поля силовых полупроводниковых приборов в условиях их работы в составе гибридных аппаратов / А.Г. Сосков, Н.О. Рак (Сабалаева), И.А. Соскова // Світлотехніка та електроенергетика. – 2007. – №3 – 4. – С. 39 – 50.
107. Самарский А.А. Численные методы: учебное пособие для вузов / А.А. Самарский, А.В. Гулин. – М.: Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 432 с.
108. Курдюмов С.П. Тепловые структуры в среде с нелинейной теплопроводностью / С.П. Курдюмов, Е.С. Куркина // Нелинейный мир. – 2005. – №5-6. – С. 85 – 89.
109. Нахушев А.М. Задачи со смещением для уравнений в частных производных / А.М. Нахушев. – М.: Наука, 2006. – 287 с.
110. Лыков Л.В. Теория теплопроводности / Л.В. Лыков. – М.: Высшая школа, 1967. – 599 с.

111. Сосков А.Г., Рак (Сабалаєва) Н.О. Гибридный контактор переменного тока, управляемый коммутируемым током: сб. тезисов докладов науч.-техн. конф. [«XXXIV научно-техническая конференция преподавателей, аспирантов и сотрудников ХНАГХ»], (Харьков, 12 – 14 мая 2008 г.) / Мин. образования и науки Украины, Харьк. нац. академия гор. хозяйства. – Х.: ХНАГХ, 2008. – С. 72 – 73.
112. Пат. 48824 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/30, Н 01 Н 9/54. Гібридний електромагнітний контактор / А.Г. Сосков, І.О. Соскова, Н.О. Сабалаєва; заявник та патентовласник Українська інженерно-педагогічна академія, Харківська національна академія міського господарства. – № u2009 08388; заявл. 10.08.2009; опубл. 12.04.2010, Бюл. №7.
113. Сосков А.Г. Гібридний комутаційний апарат змінного струму / А.Г. Сосков, І.О. Соскова, Н.О. Сабалаєва // Світлотехніка та електроенергетика. – 2010. – № 3-4. – С. 71 – 77.
114. Пат. 63999 Україна, МПК⁸ Н 01 Н 9/00. Гібридний двополюсний контактор постійного струму / А.Г. Сосков, І.О. Соскова, Н.О. Сабалаєва, О.В. Дорохов; заявник та патентовласник Українська інженерно-педагогічна академія, Харківська національна академія міського господарства. – № u2011 04155; заявл. 6.04.2011; опубл. 25.10.2011, Бюл. №20.
115. Сосков А.Г. Гібридний двополюсний контактор постійного струму / А.Г. Сосков, Я.Б.Форкун, Н.О. Сабалаєва // Світлотехніка та електроенергетика. – 2012. – №1 (18). – С. 60-65.
116. Пат. 51691 Україна. МПК Н01Н 9/30, Н03К 17/56, Н01Н 33/59. Гібридний контактор / А.Г.Сосков, І.О.Соскова, Н.О.Сабалаєва, Я.Б.Форкун. - № u2010 01532, заявл. 15.02.10, опубл. 26.07.10, Бюл. № 14.
117. Сосков А.Г. Гібридний контактор з гальванічною розв'язкою мережі і навантаження / А.Г. Сосков, І.О. Соскова, Н.О. Сабалаєва, О.В. Дорохов // Світлотехніка та електроенергетика. – 2011. – №1 (25). – С. 48 – 53.
118. Сосков А.Г. Гібридний контактор з додатковими рухомими контактами / А.Г. Сосков, І.О. Соскова, Н.О. Сабалаєва, Я.Б. Форкун, О.В. Дорохов // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – №2. – С. 37-39.

**Додаток А. Потужні високовольтні МДН-транзистори
(фірми IR, ST, Siemens, Toshiba, Fuji, ON) та їх найближчі
еквіваленти технології CoolMOS (фірма Infineon)**

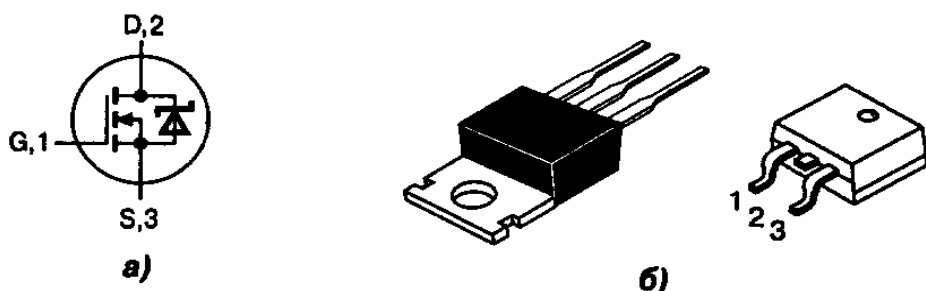


Рис. А1 – МДН-транзистори технології CoolMOS:
умовне позначення (а) та корпуси приладів (б)

Таблиця А1 – Характеристики МДН-транзисторів різних фірм та
їх еквівалентні технології CoolMOS

Фірма	Прилад	V_{DS} [В]	$R_{DS(ON)} @$ $V_{GS}=10$ В [Ом]	Корпус	$I_D @ 25^{\circ}C$ [А]	Еквівалент фірми Infineon
IR	IRF820	500	3	P-TO220AB	2.5	SPP02N60S5
IR	IRF820A	500	3	P-TO220AB	2.5	SPP02N60S5
IR	IRF820AS	500	3	D ² PAK	2.5	SPB02N60S5
IR	IRF820S	500	3	D ² PAK	2.5	SPB02N60S5
IR	IRF830A	500	1.4	P-TO220AB	5	SPP03N60S5
IR	IRF830AS	500	1.4	D ² PAK	5	SPB03N60S5
IR	IRF830S	500	1.5	D ² PAK	4.5	SPB03N60S5
IR	IRF840	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP07N60C2
IR	IRF840A	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP04N60C2
IR	RF840AS	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP04N60C2
IR	RF840LCS	500	0.85	D ² PAK	8	SPB04N60C2
IR	RF840S	500	0.85	D ² PAK	8	SPB04N60C2
IR	IRFB11N50A	500	0.52	P-TO220AB	11	SPP07N60C2
IR	RFP22N50A	500	0.23	TO-3P	22	SPW20N60C2
IR	IRFP440	500	0.85	TO-3P	8.8	SPP04N60C2
IR	1RFP448	500	0.6	TO-3P	11	SPP07N60C2
IR	IRFP450	500	0.4	TO-3P	14	SPW11N60C2
IR	IRFP450A	500	0.4	P-TO247AC	14	SPW11N60C2
IR	IRFP450LC	500	0.4	TO-3P	16	SPW11N60C2
IR	IRFP460	500	0.27	TO-3P	20	SPW20N60C2
IR	IRFP460A	500	0.27	P-TO247AC	20	SPW20N60C2
IR	IRFP460LC	500	0.27	TO-3P	20	SPW20N60C2
IR	IRFB420	500	∅	D-PAK	2.4	SPD02N60S5
IR	IRFS11N50A	500	0.52	D ² PAK	11	SPB07N60C2
IR	IRFU420	500	3	I-PAK	2.4	SPU02N60S5
IR	IRFB9N60A	600	0.7S	P-TO220AB	9.2	SPP07N60C2
IR	IRFBC 20	600	4.4	P-TO220	2.2	SPP02N60S5
IR	IRFBC20S/L	600	4.4	D ² PAK	2.2	SPD01N60S5

Продовження табл. А-1


Фірма	Прилад	V_{DS} [В]	$R_{DS(ON)}$ @ $V_{GS}=1$ 0 В [Ом]	Корпус	$I_D@25$ °C [А]	Еквівалент фірми Infineon
IR	RFPC 48	600	0.82	P-TO247	8.9	SPP04N60C2
IR	IRFPC 50	600	0.6	P TO247	11	SPP07N60C2
IR	IRFPC 50 LC	600	0.6	P-TO247	11	SPP07N60C2
IR	IRFPC 60	600	0.4	P-TO247	16	SPW11N60C2
IR	RFPC50A	600	0.58	TO-3P	11	SPP07N60C2
IR	IRFPS59NSCC	600	0.045	Super 247	59	SPW47N60C2
IR	IRFR1N6CA	600	7	D-PAK	1.4	SPD01N60S5
IR	IRFRC 20	600	4.4	D-PAK	2	SPD01N60S5
IR	IRFS9N60A	600	0.75	D ² PAK	9.2	EPB07N60C2
IR	RFUC20	600	4.4	I-PAK	2	SPU01N60S5
IR	1RFBE3O	800	3	P-TO220AB	4.1	SPP06N80C2
IR	IRFPE50	800	1.2	TO-3P	7.8	SPP06N80C2
ST	STB10NB50	500	0.75	D ² PAK	10	SPB04N60C2
ST	STB6NB50	500	1.5	D ² PAK	6	SPB03N60S5
ST	STB9NB50	500	0.85	D ² PAK	8.6	SPB04 N60C2
ST	STD1NB50-1	500	9	D-PAK	1.5	SP001N60S5
ST	STD2MA50	500	4	D-PAK	2.2	EPD01N60S5
ST	STD3NB50	500	2.8	D-PAK	3	SPD02N60S5
ST	STP10NB50	500	0.6	P-TO220	10	SPP07N60C2
ST	STP4NB50	500	2.8	P-TO220	3.8	SPP02N60S5
ST	STP6NE50	500	1.5	P-TO220	5.8	SPP03N60S5
ST	STP9NB50	500	0.85	P-TO220	8.6	SPP04N60C2
ST	STU13NB50	500	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STU13NB50I	500	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STU16NB50	500	0.33	P-TO220 MAX	15.6	SPP11N60C2
ST	STU16NB50I	500	0.33	P-TO220 MAX	16	SPP11N60C2
ST	STW14NB50	500	0.45	P-TO247	14	SPW11N60C2
ST	STW15NB50	500	0.36	P-TD247	14.6	SPW11N60C?
ST	STW20NB50	500	0.27	P-TO247	20	SPW20N60C2
ST	STY34NB50	500	0.13	P-TO247 MAX	34	SPW20N60C2
ST	STP9NB60	600	0.75	P-TO220	9	SPP04N60C2
ST	STB3NB60	600	3.6	D ² PAK	3	SPB03N60S5
ST	STB5NECC	600	2	D ² PAK	5	SPB03N60S5
ST	STB7NB6C	600	1.2	D ² PAK	72	SPB03N60S5
ST	STB9NB6C-1	600	0.75	D ² PAK	9	SPB04N60C2
ST	STD1NA6C-1	600	8	D-PAK	1.6	SPD01N60S5
ST	STD2NB60	600	3.6	D-PAK	2	SPD02N60S5
ST	STE40NA60	600	0.12	ISOTOP	40	SPW20N6C2
ST	STH13NB60FI	600	0.55	ISOWATT P- TO218	7	SPP07N60S5

Продовження табл. А-1

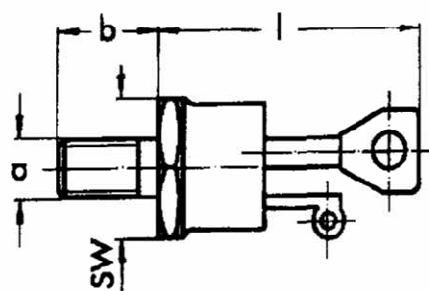
Фірма	Прилад	V_{DS} [В]	$R_{DS(O N)} @$ $V_{GS} = 10 \text{ В}$ [Ом]	Корпус	$I_D @ 25^{\circ}\text{C}$ [А]	Еквівалент фірми Infineon
ST	STP3NB60	600	3.6	P-TO220	3.3	SPP02N60S5
ST	STP5NB60	600	2	P-TO220	5.3	SPP03N60S5
ST	STP7NB60	600	1.2	P-TO220	7.2	SPPO3N60S5
ST	STU11NB60	600	0.65	P-TO220 MAX	10.7	SPP07N60C2
ST	STU11NB60I	600	0.65	P-TO220 MAX	11.5	SPP07N60C2
ST	STU13NB60	600	0.45	P-TO220 MAX	12.6	SPP11N60C2
ST	STU13NB60I	600	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STW10NB60	600	0.8	P-TO247 MAX	10	SPP04N60S5
ST	STW12NB60	600	0.65	P-TO247 MAX	12	SPP07N60S5
ST	STW13NB60	600	0.55	P-TO247 MAX	12.5	SPP07N60S5
ST	STW16NA60I	600	0.4	P-TO247 MAX	16	SPW11N60C2
ST	STY25NA60	600	0.24	P-TO247 MAX	25	SPW20N60C2
ST	STP7NB80	800	1.6	P-TO220	6.5	SPP06N80C2
ST	STU10NB80	800	0.8	TO MAX 220	9.7	SPP06N80C2
ST	STU10NB80I	800	0.8	TO MAX 220	10	SPP06N80C2
ST	STU9NB80	800	1.6	TO MAX 220	8.5	SPP06N80C2
ST	STW10NB80	800	0.8	P-TO247	10	SPP06N80C2
ST	STW11NB80	800	0.8	P-TO247	10.6	SPP06N80C2
ST	STW7NB80	800	1.9	P-TO247	6.5	SPP06N80C2
ST	STW8NB80	800	1.6	P-TO247	7.2	SPP06N80C2
ST	STW9NB80	800	1.1	P-TO247	9.1	SPP06N80C2
Siemens	BUZ330	500	0.6	P-TO218	9.5	SPP07N60C2
Siemens	SU2331	500	0.8	P-TO218	8	SPP04-G314N60C2
Siemens	BUZ338	500	0.4	P-TO218	13.5	SPP11N60C2
Siemens	BUZ40B	500	0.8	P-TO220	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ41A	500	1.5	P-TO220	4.5	SPP03N60S5
Siemens	BUZ42	500	2	P-TO220	4	SPP03N60S5
Siemens	BUZ74	500	3	P-TO220	2.4	SPP02N60S5
Siemens	BUZ74A	500	4	P-TO220	2.1	SPP02N60S5
Siemens	BUZ91A	600	0.9	P-TO220	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ332A	600	0.9	P-TO218	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ334	600	0.5	P-TO218	12	SPP07N60C2
Siemens	BUZ77A	600	4	P-TO220	2.1	SPP02N60S5
Siemens	BUZ//B	600	3.5	P-TO220	2.9	SPP02N60S5
Siemens	BU290	600	1.6	P-TO220	4.5	SPP03N60S5
Siemens	BUZ90A	600	2	P-TO220	4	SPP03N60S5
Siemens	BUZ92	600	3	P-TO220	3.2	SPP02N60S5
Siemens	BUZ93	600	2.5	P-TO220	3.6	SPP02N60S5
Siemens	SPD02N60	600	5.5	D-PAK	2	SPD01N60S5
Siemens	SPU02N60	600	5.5	I-PAK	2	SPU01N60S5
Siemens	BUZ305	800	1	P-TO218	7.5	SPP06N80C2

Додаток Б. Потужні високовольтні діоди, тиристори, тиристорно-діодні модулі та IGBT- модулі фірми SEMIKRON

Таблиця Б1 – Характеристики тиристорів Stud Screw Fit

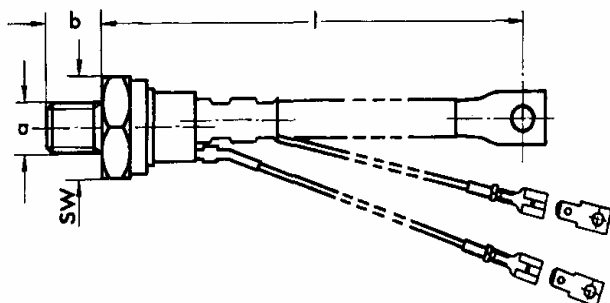
Тип	V_{RSM} [V]	I_{TRMS} [A]	I_{FAV} [A]	T_C [°C]	I_{TSM} [A]	T_{VJ} [°C]	$R_{th(j-c)}$ [K/W]	Виконання	Позначення
SKT10	600-1200	30	10	111	250	-40...+ 130	1,3	B1	
SKT16	400-1800	40	16	104	370	-40...+ 130	0,9	B2	
SKT24	400-1800	50	24	95	450	-40...+ 130	0,9	B2	
SKTW	400-1800	63	40	80	700	-40...+ 130	0,66	B3	
SKT50	600-1800	78	50	78	1050	-40...+ 130	0,6	B3	
SKT5S	400-1800	110	55	92	1300	-40...+ 130	0,47	B5	
SKT30	600-1800	135	80	85	1700	-40...+ 130	0,28	B5	
SKT100	400-1800	175	100	85	2000	-40...+ 130	0,28	B5	
SKT 130	400-1600	220	130	85	3500	-40...+ 130	0.13	B6	
SKT160	400-1600	280	160	84	4300	-40... + 130	0.18	B6	
SKT 250	400-1600	450	250	85	7000	-40...+ 130	0.12	B7	
SKT 300	400-1800	550	300	93	11000	-40...+ 130	0,1	B7	

Cases B 5 ... B 7



Cases	a	b	l	SW
B 1	M 5	11	20,3	11
B 2	M 6	11	30	14
B 3	M 8	11	33,5	17


Cases B 5 ... B 7



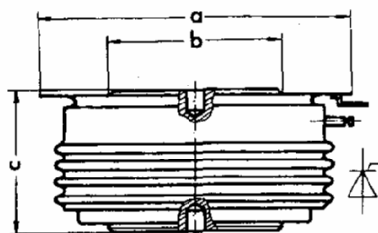
Cases	a	b	l	SW
B 5	M 12	18	160	24
B 6	M 16 x 1,5	20	190	32
B 7	M 24 x 1,5	20	230	41

Рис. Б1 – Тиристор Stud Screw Fit

Продовження табл. Б1

Тип	V_{RSM} [V]	I_{TRMS} [A]	I_{FAV} [A]	T_C [°C]	I_{TSM} [A]	T_{VJ} [°C]	$R_{th(j-c)}$ [K/W]	Виконання	Позначення
SKT 240	400-1800	600	240	93	5000	-40...+125	0,07	B 8	
SKT 340	800-1800	700	340	82	5700	-40...+125	0,07	B 8	
SKT 491	400-1800	1000	490	80	8000	-40...+125	0,05	B 11	
SKT 551	800-1800	1200	550	85	9000	-40...+125	0,05	B 11	
SKT 600	400-1800	1400	600	86	11500	-40...+125	0,04	B 10	
SKT 760	400-1800	1600	760	80	15000	-40...+125	0,04	B10	
SKT 1000	5200-2800	2300	1000	35	19000	-40...+125	0,02	B 14	
SKT 1200	1200-1800	2800	1200	35	30000	-40...+125	0,02	B 14	
SKT 1400	2600 3600	3000	1400	66	29000	-40...+125	0,02	B 19	
SKT 1800	1200-1600	4500	1800	85	53000	-40...+125	0,02	B 19	
SKT 2000	2200-2800	5000	2000	75	45000	-40.. +125	0,01	B 20	
SKT 2400	1200-1800	5700	2400	76	5S000	-40...+125	0,01	B 20	

Cases B 8 ... B 20



Cases	a	b	c
B 8	41	19	14
B 10	57,3	34	26
B 11	41	25	14
B 14	73	47	26
B 19	102	63	33
B 20	111	73	37

Рис. Б2 – Тиристор Stud Screw Fit

Таблиця Б2 – Характеристики тиристорно-діодних
модулів SEMIPACK

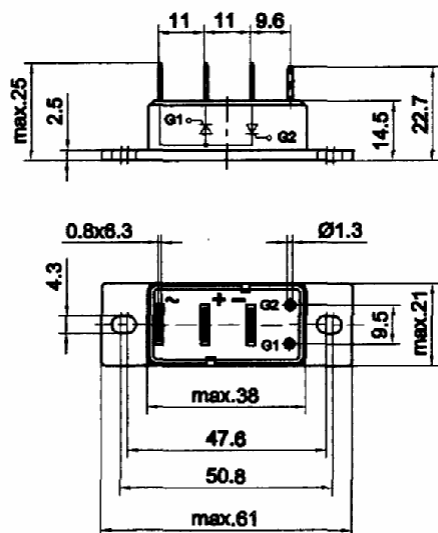
Тип	V_{RRM} V_{DRM} [V]	I_{TRMS} I_{FRMS} [A]	I_{TAV} I_{FAV} [A]	T_C [°C]	I_{TSM} I_{FSM} [A]	T_{VJ} [°C]	$R_{th(j-c)}$ cont. [K/W]	Вико- нання	Позна- чення
SKKD 15	600-1600	24	15	82	320	-40...+125	2	A3	
SKKD 26	1200-1600	60	26	93	550	-40...+125	1	A 10	
SKKD46	400-1800	90	45	86	700	-40...+125	0,6	A 10	
SKKD 81	400-2200	140	80	87	2000	-40...+125	0,4	A 10	
SKKD 100	400-1800	175	100	85	2500	-40...+125	0.35	A10	
SKKD 162	800-2200	310	160	95	6000	-40...+135	0,18	A 23	
SKKD 260	800-2200	410	250	85	11000	-40...+130	0.14	A 78b	
SKKD 380	800-2200	600	380	100	11000	-40...+150	0,11	A 78b	
SKKD 700	800-2200	1100	700	100	25000	-40...+150	0,06	A 75a	
SKKE 15	600-1600	24	15	82	320	-40...+125	2	A3	
SKKE 81	400-2200	140	80	87	2000	-40...+125	0.4	A 10	
SKKE 162	800-2200	310	160	95	6000	-40...+135	0,16	A 23	
SKKE 380	1200-1600	600	380	100	11000	-40...+150	0,11	A 77b	
SKKE 600	1200-2200	930	600	100	22000	-40...+150	0,07	A 42	
SKKE1200	1800-2200	2000	1180	100	45000	-40...+160	0,04	A82	
SKMD 100	400-1800	175	100	85	2500	-40...+125	0,35	A 10	
SKKH 15	600-1600	24	15	75	320	-40...+125	1,6	A1	
SKKH 27	800-1800	50	27	62	550	-40...+125	0,9	A 46	
SKKH 42	800-1800	75	40	85	1000	-40...+125	0.65	A 46	
SKKH 57	800-2200	95	55	80	1500	-40...+125	0,57	A 46	
SKKH 72	800-2200	125	70	85	1600	-40...+125	0,35	A 46	
SKKH 82	800-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 46	
5KKH 106	800-1800	130	106	85	2250	-40...+130	0.28	A 46	
SKKH 122	800-1800	195	122	88	3600	-40...+125	0,2	A 21	
SKKH 132	800-1800	220	130	87	4700	-40...+125	0.18	A 21	
SKKH132H4	2000-2200	220	132	84	4500	-40...+125	0,17	A 21	
SKKH 162	800-1300	250	160	83	5400	-40...+125	0.17	A 21	
SKKH162H4	2000-2200	250	162	77	5200	-40...+125	0,16	A21	
SKKH 213	800-1800	370	213	90	8500	-40...+130	0.11	A 43	
SKKH 250	800-1800	420	250	85	9000	-40...+130	0,14	A 73b	
SKKH253	800-1800	120	253	85	9000	-40...+130	0.11	A 43	
SKKH 280	2000-2200	440	280	79	8500	-40...+125	0,11	A 73b	
SKKH 330	800-1800	510	330	80	9500	-40...+130	0,11	A 73b	
SKKH 430	1600-2200	700	430	86	15000	-40...+125	0,06	A 60a	
SKKH 500	800-1800	920	500	89	17000	-40...+130	0,06	A 60a	
SKKL92	800-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 72	

Продовження табл. Б2

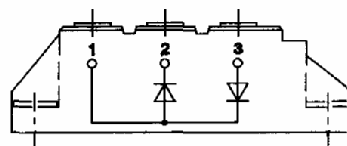
Тип	V_{RRM} V_{DRM} [V]	I_{TRMS} I_{FRMS} [A]	I_{TAV} I_{FAV} [A]	T_C [°C]	I_{TSM} I_{FSM} [A]	T_{VJ} [°C]	$R_{th(j-c)}$ cont. [K/W]	Вико- нання	Позна- чення
SKKT15	600-1600	24	15	75	320	-40...+125	1,6	A 1	
SKKT 20	800-1600	40	20	80	320	-40...+125	1,2	A 46	
SKKT 2DB	800-1600	40	20	80	320	-40...+125	1,2	A 46	
SKKT27	800-1800	50	27	82	5S0	-40...+125	0,9	A 46	
SKKT27B	300-1800	50	27	82	550	-40...+125	0,9	A 46	
SKKT42	800-1800	75	40	85	1000	-40...+125	0,65	A 46	
SKKT 42B	800-1800	75	40	85	1000	-40...+125	0,65	A 46	
SKKT 57	800-2200	95	55	80	1500	-40...+125	0,57	A 46	
SKKT 57B	800-2200	95	55	80	1500	-40...+125	0,57	A 46	
SKKT 72	800-2200	135	70	85	1600	-40...+125	0,35	A 46	
SKKT 72B	300-2200	125	70	85	1600	-40...+125	0,35	A 46	
SKKT92	800-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 46	
SKKT 92B	800-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 46	
SKKT106	800-1800	180	106	85	2250	-40...+130	0,28	A 46	
SKKT106B	800-1800	180	106	85	2250	-40...+130	0,28	A 46	
SKKT 122	800-1800	195	122	88	3600	-40...+125	0,2	A 21	
SKKT132	800-1800	220	130	87	4700	-40...+125	0,18	A 21	
SKKT162	800-1800	250	160	83	5400	-40...+125	0,17	A 21	
SKKT162H4	2000-2200	250	162	77	5200	-40...+125	0,16	A 21	
SKKT 213	800-1800	370	213	90	8500	-40...+130	0,11	A 43	
SKKT 250	800-1800	420	250	85	9000	-40...+130	0,14	A 73b	
SKKT 253	800-1800	420	253	65	9000	-40...+130	0,11	A 43	
SKKT 280	2000-2200	440	280	79	8500	-40...+125	0,11	A 73b	
SKKT 330	800-1800	510	330	80	9500	-40...+130	0,11	A 73b	
SKKT 430	1600-2200	700	430	66	15000	-40...+125	0,06	A 60a	
SKKT500	800-1800	920	500	89	17000	-40...+130	0,06	A 60 a	
SKMT92	800-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 72	
SKET 330	300-2200	600	330	78	9000	-40...+130	0,09	A 36	
SKET400	800-1800	700	400	84	14000	-40...+130	0,09	A 36	
SKET 740	1800-2200	1500	740	81	38000	-40...+125	0,04	A 80	
SKET 800	1400-1800	1500	805	85	40000	-40...+130	0,04	A 80	
SKNHS6	1200-1600	95	50	05	1500	-40...+125	0,57	A 7	
SKNH91	1200-1800	150	95	85	2000	-40...+125	0,28	A 7	
SKNH132	800-1800	220	130	87	4700	-40...+125	0,18	A 21	

Cases A 1 ... A 4

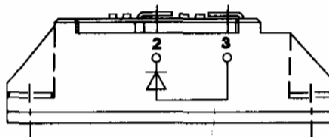
SEMIPACK® 0



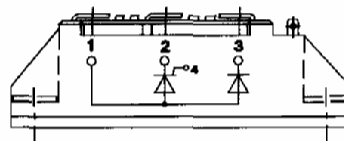
Case A 10



Case A 12

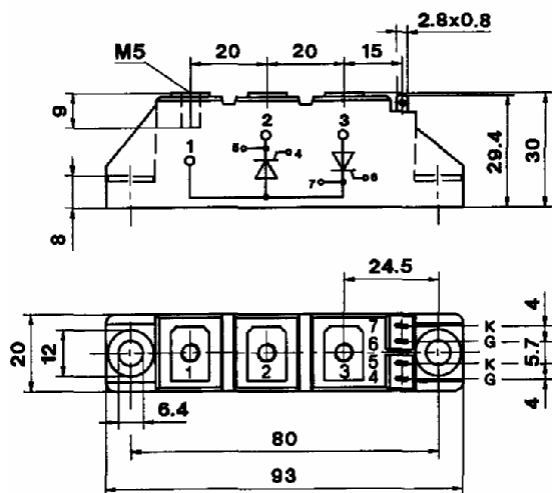


Case A 7



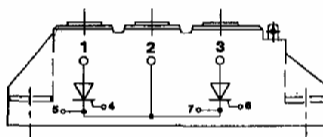
Cases A 7 ... A 11, A 12
Cases A 19, A 33, A 37

SEMIPACK® 1

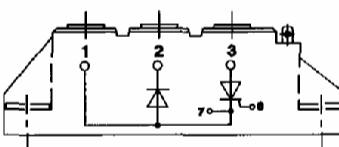


Dimensions in mm

Case A 72

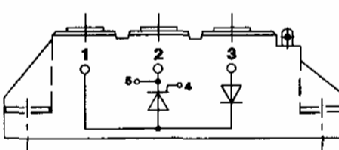


Case A 59



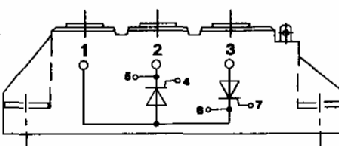
Cases A 47

SEMIPACK® 1

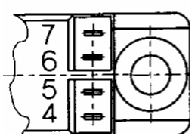


Case A 48

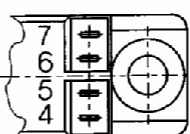
SEMIPACK® 1



SKKT ...



SKKT ...B



HK2
G2
HK1
G1

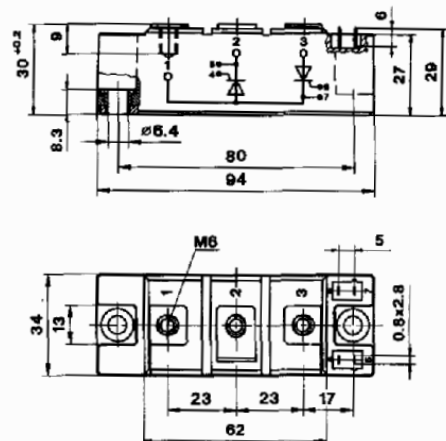
G2
HK2
HK1
G1

Рис. Б3 – Тиристорно-діодні модулі SEMIPACK

Cases A 21 ... A 24

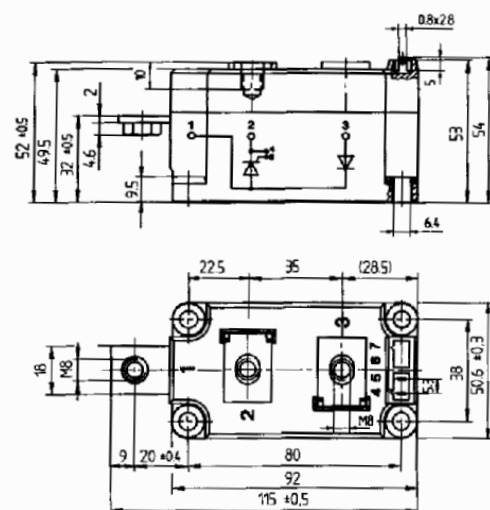
SEMIPACK® 2

Case A 51 (com. cath. = 2)
Case A 52 (com. anode = 2)
Case A 53 (A = 2, K = 3, A + K = 1)
Case A 54 (K = 1, A = 3)
Case A 57, A 61 (com. anode = 1)



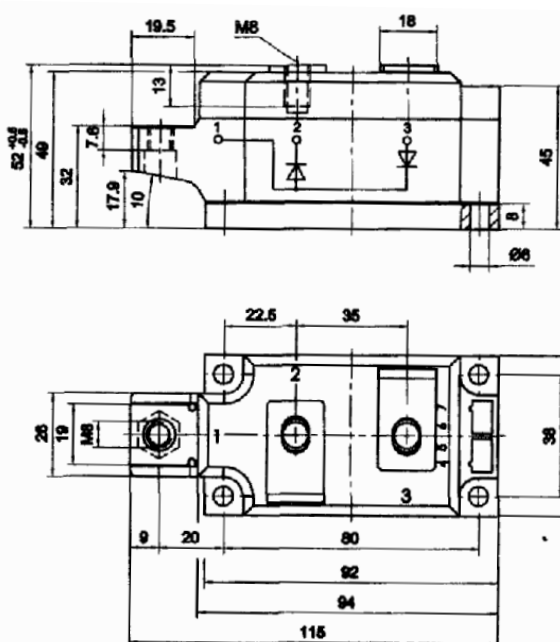
Cases A 43, A 56

SEMIPACK® 3



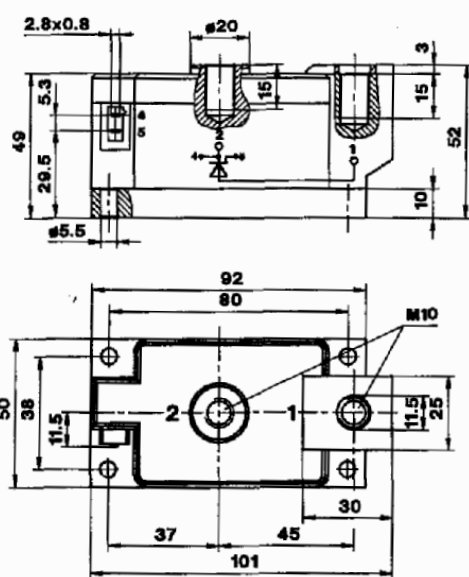
Cases A 73 b, A 76 b ... A 79 b

SEMIPACK® 3



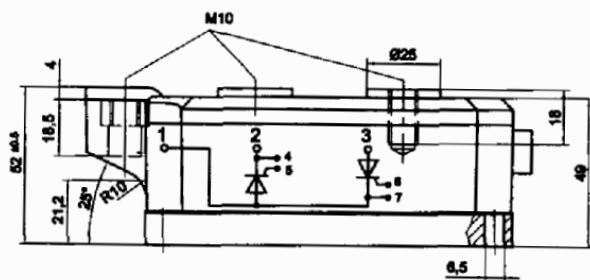
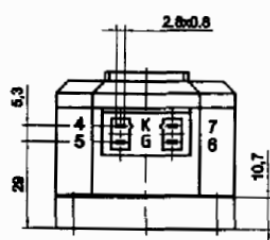
Cases A 36, A 42

SEMIPACK® 4



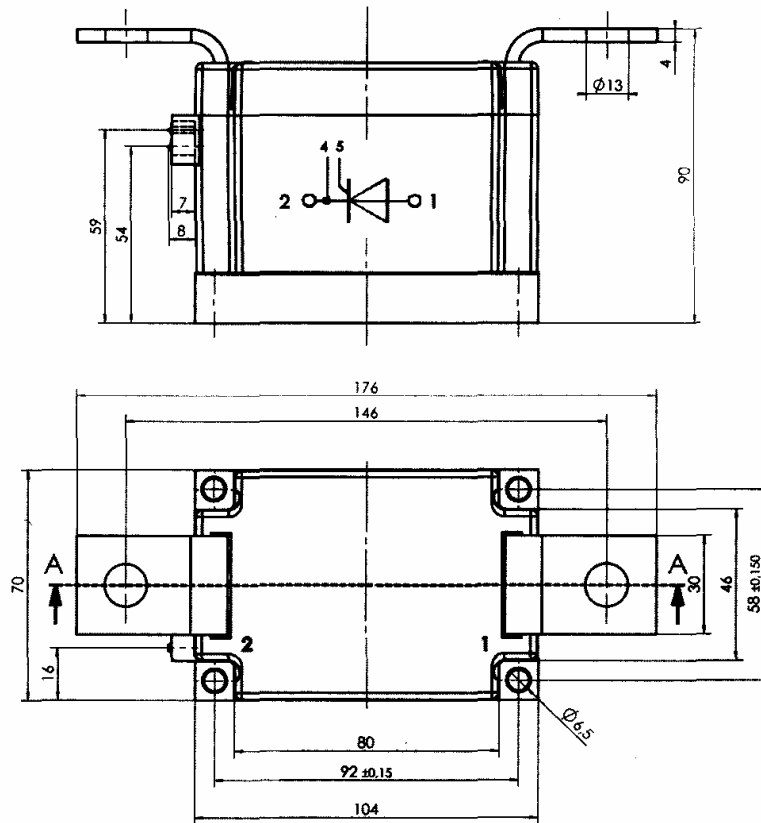
Cases A 60 a, A 66 a, A 75 a

SEMIPACK® 5



Продовження рис. Б3

Cases A 80, A 82



SEMPACK® 6

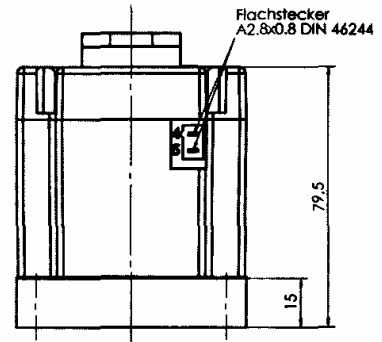

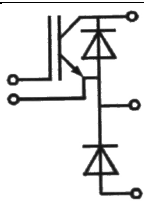
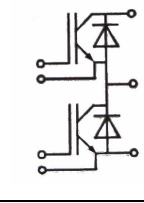
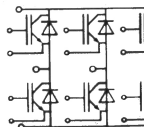
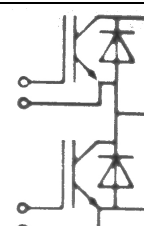
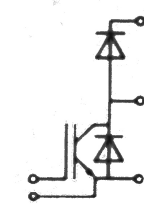
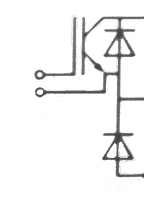


Таблица Б3 – Характеристики Modules – IGBT – SEMITRANS

Тип	I_c @ $T_c=25^{\circ}C$ [A]	$V_{CE(sat)}$ $25^{\circ}C$ typ. [V]	$(E_{on}+E_{off})$ @ $125^{\circ}C$ typ. mJ	$R_{th(i-c)}$ [K/W]	Виконан- ня	Позначення
600 V Superfast						
SKM 75GAL063D	100	1.8	5.5	0.35	2	
SKM 300GALO63D	400	1.8	27	0,09	3	
SKM 75GAR063D	100	1.8	5.5	0,35	2	
SKM 300GAR063D	400	1.8	27	0. 09	3	
SKM 50GB063D	70	1,8	4.3	0,5	2	
SKM 75GB053D	100	1.8	5.5	0,35	2	
SKM 100GB063D	130	1.8	7	0,27	2	
SKM15QGB063D	200	1,8	14	0,18	3	
SKM 200GB063D	260	1.8	18,5	0.14	3	
SKM 300GBO63D	400	1.8	27	0.09	3	
SKM 100GDO63DL	130	2.1	7	0.27	6	
600 V Trench						
SKM 145GBO66D	170	1.45	10.5	0.3	2	
SKM 195GBO66D	230	1.45	14	0.22	2	
SKM 300GBO66D	3430	1.45	21	0.15	3	
SKM 400GBO66D	460	1.45	28	0.11	3	
SKM 600GBO66D	690	1.45	42	0.08	3	
1200 V Standart						
SKM 75GAL123D	75	2.5	13	0.27	2	
SKM 100GAL123D	100	2.5	18	0.18	2	
SKM 145GAL123D	145	2.5	28	0.15	2	
SKM 150GAL123D	150	2.5	24	0.15	3	
SKM 200GAL123D	200	2.5	41	0.09	3	
SKM 300GAL123D	300	2.5	54	0.08	3	
SKM 75GAR123D	75	2.5	13	0.27	2	
SKM 100GAR123D	100	2.5	18	0.18	2	
SKM 145GAR123D	145	2.5	28	0.15	2	
SKM 150GAR123D	150	2.5	24	0.15	3	
SKM 200GAR123D	200	2.5	41	0.09	3	
SKM 300GAR123D	300	2.5	54	0.08	3	

Продовження табл. Б3

Тип	I_c @ $T_c=25^{\circ}C$ [A]	$V_{CE(sat)}$ $25^{\circ}C$ typ. [V]	$(E_{on}+E_{off})@$ $125^{\circ}C$ typ. mJ	$R_{th(j-c)}$ [K/W]	Вико- нання	Позначення
1200 V Standart						
SKM 75GB123D	75	2.5	13	0,27	2	
SKM 100GB123D	100	2.5	18	0.1 8	2	
SKM 145GB123D	145	2.5	28	0,1 5	2	
SKM 150GB123D	150	2.5	24	0,15	3	
SKM 200GB123D	200	2.6	41	0,09	3	
SKM 300GB123D	300	2.5	54	0.08	3	
SKM 400GB123D	400	2.5	78	0.05	3	
SKM 200GB123D1	200	2.5	41	0.09	3	
SKM 22GD123D	25	2.5	3,4	0,86	6	
SKM 40GD123D	40	2.5	6,1	0,56	6	
SKM 75GD123D	75	2.5	13	0,32	6	
SKM 40GDL123D	40	2.5	6,1	0,56	6	
SKM 75GD123DL	75	2.5	13	0,32	6	
SKM 75GDL123D	375	2.5	13	0,32	6	
SKM300GA123D	300	2.5	48	0.08	4	
5KM400QA123D	400	2.5	78	0.04	4	
SKM500GA123D	500	2.5	98	0.04	3	
SKM 500GA123DS	500	2.5	98	0,04	3	
1200 V Ultrafast						
SKM200GAL125D	200	3.3	22	0.09	3	
SKM400GAL125D	400	3.3	35	0.05	3	
SKM200GAR125D	200	3.3	22	0.09	3	
SKM400GAR126D	400	3.3	35	0.05	3	
SKM 100G8125DN	100	3.3	12.5	0.18	2N	
SKM 200G8125D	200	3.3	22	0.09	3	
SKM 300GB125D	300	3.3	27	0.08	3	
SKM 400GB.25D	400	3.3	35	0.05	3	
SKM 600GA125D	580	3.3	52	0.04	4	
SKM 800GA125D	760	3.2	78	0.03	4	

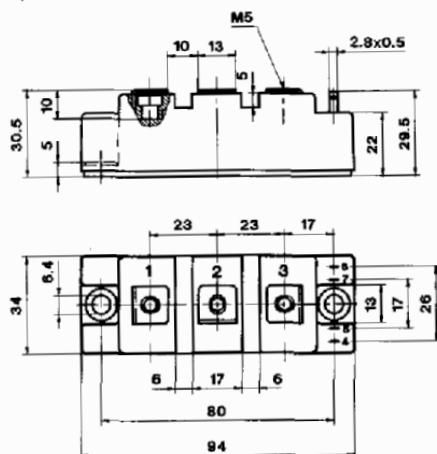
Тип	$I_c @$ $T_c=25^{\circ}C$ [A]	$V_{CE(sat)}$ $25^{\circ}C$ typ. [V]	$(E_{on}+E_{off})@$ $125^{\circ}C$ typ. mJ	$R_{th(i-c)}$ [K/W]	Виконання	Позначення
1200 V Trench						
SKM 195GAL126D	220	1,7	0	0,16	2	
SKM 200GAL126D	260	1,7	42	0,13	3	
SKM600GAL12GD	660	1,7	103	0,06	3	
SKM195GB126D	220	1,7	0	0,16	2	
SKM 200GB125D	260	1.7	42	0,13	3	
SKM 300GB126D	310	1.7	54	0,12	3	
SKM40QGB126D	470	1.7	77	0,08	3	
SKM600GB126D	660	1.7	103	0,06	3	
SKM600GA126D	660	1.7	103	0,06	4	
SKM800GA126D	960	1,7	160	0,04	4	
Soft Punch Through						
SKM145GAL128D	190	1,9	22	0,16	2	
SKM 300GAL128D	370	1,9	44	0,08	3	
SKM 400GAL12BD	565	1,9	63	0,06	3	
SKM 145GAR126D	190	1,9	22	0,16	2	
SKM 400GAR128D	565	1.9	63	0,06	3	
5KM 75GB128D	100	1.9	11	0,3	2	
SKM 100GB128D	145	1,9	16,5	0,21	2	
SKM 145GB128D	190	1,9	22	0.16	2	
SKM 150GB128D	200	1.9	19	0,15	3	
SKM 200GB128D	310	1,9	33	0,1	3	
SKM 300GB128D	370	1.9	44	0,08	3	
SKM 400GB126D	565	1,9	63	0,06	3	
SKM 300GA12BD	370	1.9	44	0,08	4	
SKM 400GA128D	565	1,9	64	0,06	4	
SKM 500GA128D	700	1,9	85	0,05	4	

Продовження табл. Б3

Тип	$I_C @$ $T_c=25^{\circ}C$ [A]	$V_{CE(sat)}$ $25^{\circ}C$ typ. [V]	$(E_{on}+E_{off})@$ $125^{\circ}C$ typ. mJ	$R_{th(i-c)}$ [K/W]	Виконання	Позначення
1700 V Standart						
SKM200GAL173D	220	3.4	140	0.1	3	
SKM200GAR173D	220	3.4	140	0.1	3	
SKM 75GB173D	75	3.4	31	0.25	2	
SKM 100GB173D	110	3.4	56	0.2	2	
SKM 150GB173D	150	3.4	92	0.12	3	
SKM 200GB173D	220	3.4	140	0.1	3	
SKM 200G8173D1	220	3.4	140	0.1	3	
SKM 400GA173D	440	3.4	190	0.05	4	
SKM 400GA173D1S	440	3.4	190	0.05	4	
1700 V Trench						
SKM 145GAL176D	160	2	0	0.18	2	
SKM 200GAL176D	260	2	151	0.12	3	
SKM 400GAL176D	450	2	288	0,07	3	
SKM 75GB176D	80	2	0	0,38	2	
SKM 1G0GB176D	125	2	0	0,24	2	
SKM 200GB176D	260	2	151	0,12	3	
SKM 400GB176D	450	2	288	0,07	3	
SKM 600GA17BD	530	2	400	0,06	4	
SKM 800GA176D	830	2	580	0,04	4	

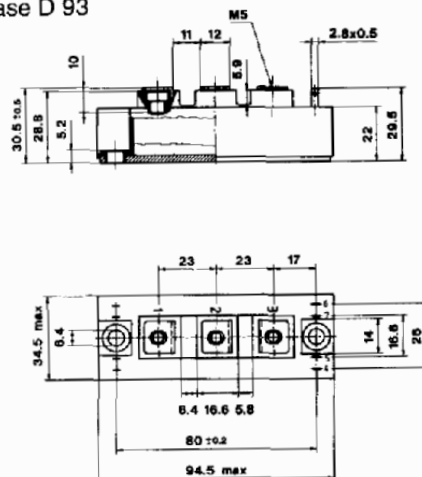
SEMITRANS™ 2
Case D 61 (D 62, D 63)

CASED61



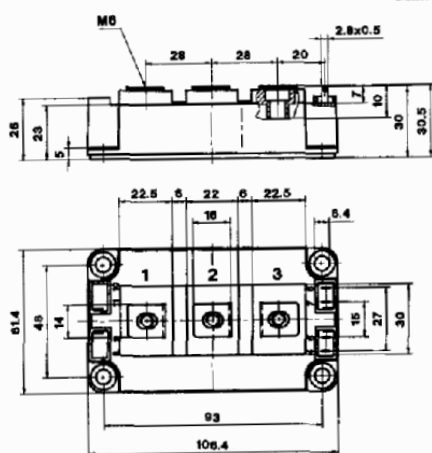
SEMITRANS™ 2 N (low inductance case)
Case D 93

CASED93



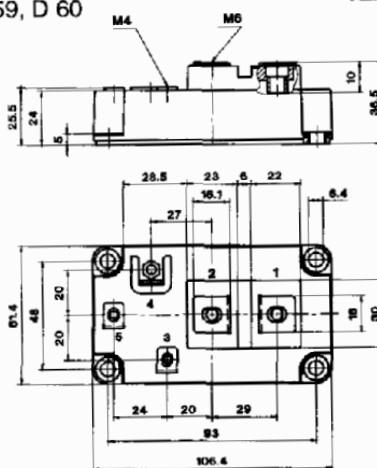
SEMITRANS™ 3
Case D 56 (D 57, D 58)

CASED56



SEMITRANS™ 4
Case D 59, D 60

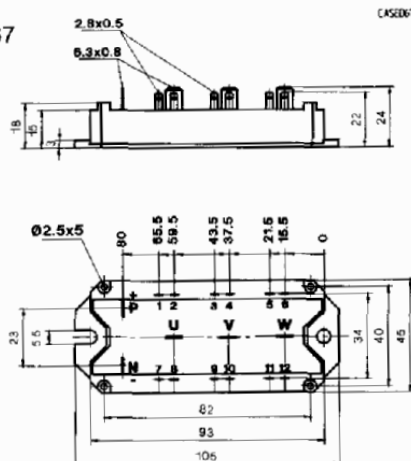
CASED59



SEMITRANS 4 S: with Terminal 4 = collector sense

SEMITRANS™ 6
Sixpack
Case D 67

CASED67

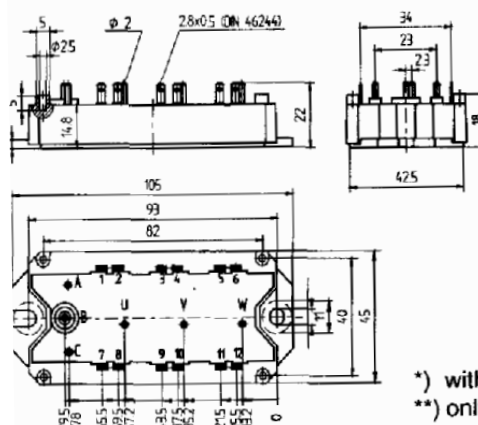


SEMITRANS™ 6L - Sixpack
SEMITRANS™ 7 - SEVENPACK
SEMITRANS™ 7D- 7D-PACK

Case D 68 *)

Case D 73

Case D 69A**)



*) without pin „B“
**) only gate pin 1

Рис. Б4 - Modules – IGBT –SEMITRANS

Додаток В. Розв'язок рівняння (3.19) при різних характерах перехідного процесу

1. Коливальний процес ($\omega_0 > \alpha$). Осцилограма процесу наведена на рис. В.1 для наступних параметрів: струм, що вимикається, – 630 А, $R_C = 50$ Ом, $C = 0,3$ мкФ, $\cos \varphi_H = 0,3$, $k = 1,1$, варіант виконання ключа (рис. 3.4, б).

Розв'язок рівняння (3.19) з урахуванням початкових умов матиме вигляд [91]:

$$i(t) = I_{Rm} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega_{вкл} t + \frac{E - R_C \cdot I_{Rm}}{\omega_{св} L_e} \cdot \left(1 + \frac{\alpha \cdot k_1}{\omega_0}\right) \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin \omega_{вкл} t,$$

$$\text{де } k_1 = \frac{I_{Rm} \cdot L_e \cdot \omega_0}{E - I_{Rm} \cdot R_C}.$$

Напруга на тиристорі

$$u_T(t) = E - (E - R_C \cdot I_{Rm}) \cdot e^{-\alpha t} \cdot \left(\cos \omega_{вкл} t - \frac{\alpha + \omega_0 k_1}{\omega_{вкл}} \cdot \sin \omega_{вкл} t \right).$$

Швидкість наростання напруги на тиристорі

$$\frac{du_T}{dt} = (E - R_C \cdot I_{Rm}) \cdot e^{-\alpha t} \cdot \left((2\alpha + \omega_0 k_1) \cdot \cos \omega_{вкл} t + \frac{\omega_{вкл}^2 - \alpha(\alpha + \omega_0 k_1)}{\omega_{вкл}} \cdot \sin \omega_{вкл} t \right).$$

Екстремальне значення u_T визначається з рівняння $\frac{du}{dt} = 0$, а його

$$\text{корені } t_1 = \frac{1}{\omega_{вкл}} \arctg \frac{\omega_{вкл} (2\alpha + \omega_0 k_1)}{\alpha(\alpha + k_1 \omega_0) - \omega_{вкл}^2}.$$

Екстремальне значення $\frac{du_T}{dt}$ визначається з рівняння $\frac{d^2 u}{dt^2} = 0$, а

$$\text{його корені } t_2 = \frac{1}{\omega_{вкл}} \arctg \frac{(\alpha(3\alpha + 2\omega_0 k_1) - \omega_{вкл}^2) \cdot \omega_{вкл}}{\alpha(\alpha^2 + \alpha k_1 \omega_0 - 3\omega_{вкл}^2) - \omega_{вкл}^2 \omega_0 k_1}.$$

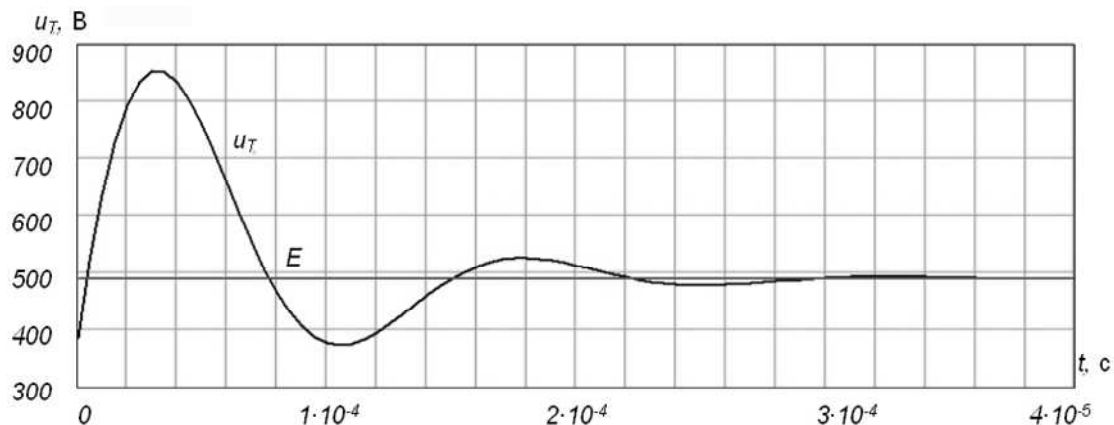


Рис. В.1 – Осцилограма періодичного процесу вимикання тиристора T153-630

2. Аперіодичний процес ($\alpha > \omega_0$). Осцилограма процесу наведена на рис. В.2 для наступних параметрів: струм, що вимикається, – 630 А, $R_C = 80$ Ом, $C = 1,1$ мкФ.

Розв'язок рівняння (3.19) з урахуванням початкових умов матиме вигляд [82, 91]: $i(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$.

Напруга на тиристорі $u_T(t) = E - L_e (A_1 p_1 e^{p_1 t} + A_2 p_2 e^{p_2 t})$.

Швидкість зростання напруги на тиристорі $\frac{du_T}{dt} = -L_e (A_1 p_1^2 e^{p_1 t} + A_2 p_2^2 e^{p_2 t})$,

де $A_1 = \frac{E - R_C I_{Rm} - L_e I_{Rm} p_1}{L_e (p_1 - p_2)}$, $A_2 = I_{Rm} - A_1$, $p_1 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$, $p_2 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$

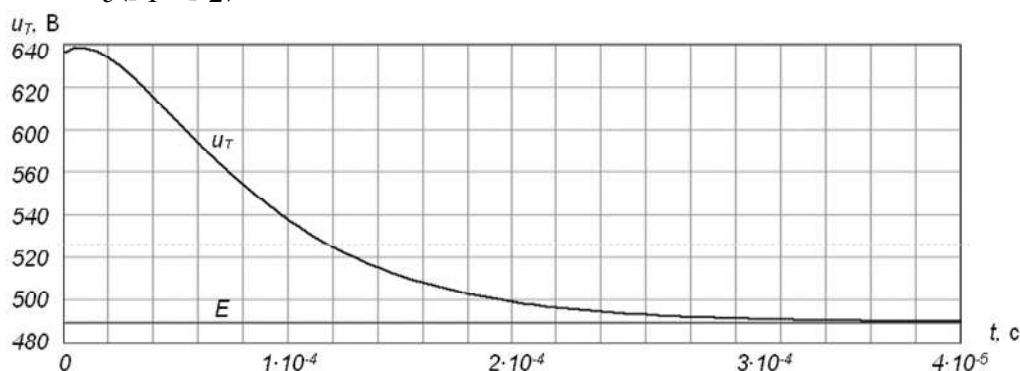


Рис. В.2 – Осцилограма аперіодичного процесу вимикання тиристора Т153-630

3. Критичний випадок ($\alpha = \omega_0$). Осцилограма процесу наведена на рис. В.3 для наступних параметрів: струм, що вимикається, – 630 А, $R_C = 65$ Ом, $C = 1,5$ мкФ. Розв'язок рівняння (3.19) з урахуванням початкових умов матиме вигляд [82, 91]: $i(t) = (A_1 + A_2 t) e^{-\alpha t}$.

Напруга на тиристорі $u_T(t) = E - L_e \cdot e^{pt} \cdot (A_2 + (A_1 + A_2 t) \cdot p)$.

Швидкість зростання напруги на тиристорі

$$\frac{du_T}{dt} = -L_e e^{pt} p \cdot (2A_2 + A_1 p + A_2 t p),$$

де $A_1 = I_{Rm}$, $A_2 = \frac{E - R_C I_{Rm} + \alpha \cdot I_{Rm} L_e}{L_e}$, $p = -\alpha$.

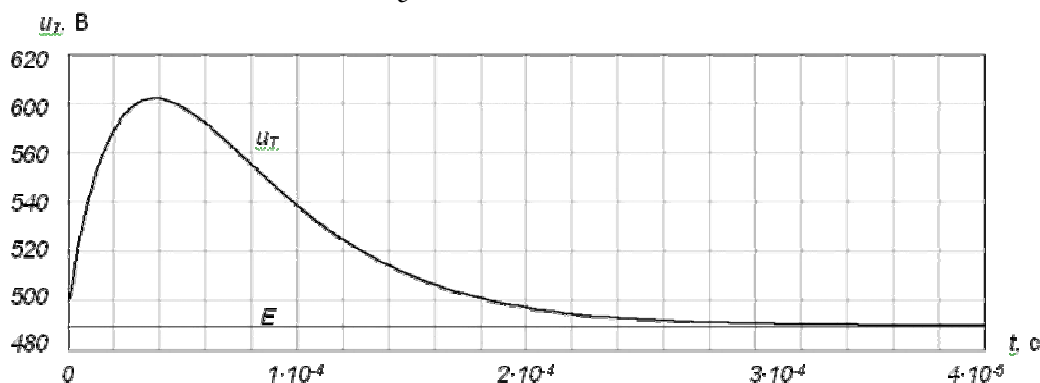


Рис. В.3 – Осцилограма критичного процесу вимикання тиристора Т153-630

Додаток Г. Програма для розрахунку перенапруг на силових напівпровідникових приладах у Mathcad

ORIGIN:= 1
 Номінальний струм СНП, (вказаний у його типі) T0 := 1 - показник дорівнює 0, коли проводять розрахунок без варістора, 1 - з варістором
 TIPE := 160
 Кратність номінального струму, що протікає через СНП
 $a := 6$
 $I_{nom} := TIPE \cdot a$
 $\omega := 314$ - кутова частота мережі, $k := 1$ - величина відхилення фазної напруги від номінальної
 Cos навантаження та кут зсуву
 $\cos\phi := 0.3$ $\phi := \arccos(\cos\phi)$
 $U_2 := 220$ - діюче та максимальне значення фазної напруги мережі
 $U_{\Sigma m} := \sqrt{2} \cdot U_2$
 Визначення активного опору та індуктивності навантаження
 $R_{\Phi H} := 1$

$$f(R_{\Phi H}) := \frac{U_2}{I_{nom}} - \sqrt{(R_{\Phi H} \tan(\phi))^2 + R_{\Phi H}^2}$$

$$\text{root}(f(R_{\Phi H}), R_{\Phi H}) = \#$$

$$R_{\Phi H} := \text{root}(f(R_{\Phi H}), R_{\Phi H})$$

$$L_{\Phi H} := \frac{\tan(\phi) \cdot R_{\Phi H}}{\omega}$$
 Визначення коефіцієнтів для виразу, що апроксимує графічну залежність заряду зворотного відновлення СНП
 $\alpha := 1.252$ $\beta := -0.027$ $\gamma := 1.084$ $\phi_1 := -0.299$
 $v := \omega \cdot I_{nom} \cdot \sqrt{2} \cdot 10^{-6}$
 $q_{rr} := \alpha \cdot (1 - \exp(\beta \cdot v)) + \gamma \cdot (1 - \exp(\phi_1 \cdot v))$

$$Q_{rr0} := \begin{cases} 350 \cdot 10^{-6} & \text{if } TIPE = 160 \\ 450 \cdot 10^{-6} & \text{if } TIPE = 250 \\ 1200 \cdot 10^{-6} & \text{if } TIPE = 400 \\ 1100 \cdot 10^{-6} & \text{if } TIPE = 630 \end{cases}$$
- довідкові дані заряду зворотного відновлення для типів СНП
 $Q_{rr} := Q_{rr0} \cdot q_{rr}$ - розрахунковий вираз для заряду зворотного відновлення СНП
 $I_{RM} := \sqrt{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{nom} \cdot \omega \cdot Q_{rr}}$ - амплітуда зворотного струму СНП, що протікає в процесі комутації
 $R_{\Sigma} := R_{\Phi H}$ $L_{\Sigma} := L_{\Phi H}$ - еквівалентні активний опір і індуктивність кола навантаження
 $E := k \cdot U_{\Sigma m} \cdot \sin(\phi)$ - еквівалентна напруга, що прикладається до СНП в момент проходження його струму через нуль
 $i := 1..20$ $j := 1..20$ задається ряд ємностей і активних опорів захисного RC-кола
 $C_i := i \cdot 10^{-6} \cdot 0.05$ $R_{C_j} := j \cdot 5$
 Коефіцієнти для розрахунку перенапруг та швидкостей їх зростання на СНП

$$\alpha_j := \frac{R_{C_j}}{2 \cdot L_{\Sigma}} \quad \omega_{0_i} := \frac{1}{\sqrt{C_i \cdot L_{\Sigma}}}$$

$$p_{1,j,i} := \begin{cases} 0 & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ -\alpha_j - \sqrt{(\alpha_j)^2 - (\omega_{0_i})^2} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \\ -\alpha_j & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \end{cases}$$

$$p_{2,j,i} := \begin{cases} 0 & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ -\alpha_j + \sqrt{(\alpha_j)^2 - (\omega_{0_i})^2} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \\ -\alpha_j & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \end{cases}$$

$$A_{1,j,i} := \begin{cases} 0 & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ \frac{E - R_{C_j} \cdot I_{RM}}{L_{\Sigma}(p_{1,j,i} - p_{2,j,i})} - \frac{I_{RM} \cdot p_{2,j,i}}{(p_{1,j,i} - p_{2,j,i})} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \\ I_{RM} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \end{cases}$$

$$A_{2,j,i} := \begin{cases} 0 & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ I_{RM} - A_{1,j,i} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \\ \frac{E - R_{C_j} \cdot I_{RM} + \alpha_j \cdot I_{RM} \cdot L_{\Sigma}}{L_{\Sigma}} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \end{cases}$$

$$k_{1,j,i} := \begin{cases} \frac{I_{RM} \cdot L_{\Sigma} \cdot \omega_{0_i}}{E - I_{RM} \cdot R_{C_j}} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\omega_{св,j,i} := \begin{cases} \sqrt{(\omega_{0_i})^2 - (\alpha_j)^2} & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Визначення функції перенапруг на СНП від часу при вимиканні навантаження в залежності від характеру перехідного процесу

$$u_T(t, j, i) := \begin{cases} E - (E - R_{C_j} \cdot I_{RM}) \cdot e^{-\alpha_j \cdot t} \cdot \left(\cos(\omega_{св,j,i} \cdot t) - \frac{\alpha_j + \omega_{0_i} \cdot k_{1,j,i}}{\omega_{св,j,i}} \cdot \sin(\omega_{св,j,i} \cdot t) \right) & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \quad \text{коливальний} \\ E - L_{\Sigma} \cdot (A_{1,j,i} \cdot p_{1,j,i} \cdot e^{p_{1,j,i} \cdot t} + A_{2,j,i} \cdot p_{2,j,i} \cdot e^{p_{2,j,i} \cdot t}) & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \quad \text{аперіодичний} \\ E - L_{\Sigma} \cdot e^{p_{1,j,i} \cdot t} \cdot [A_{2,j,i} + p_{1,j,i} \cdot (A_{1,j,i} + A_{2,j,i} \cdot t)] & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \quad \text{критичний} \end{cases}$$

Визначення максимального значення перенапруг на СНП при вимиканні навантаження

$t := 0, 0.000005, 0.0002$

$$u_{Tmax}(t, j, i) := \begin{cases} a \leftarrow 0 \\ b_{i,j} \leftarrow 0 \\ i \leftarrow 1 \\ j \leftarrow 1 \\ t \leftarrow 1 \\ \text{for } j \in 1..20 \\ \quad \text{for } i \in 1..20 \\ \quad \quad \text{for } t \in 0, 0.000001, 0.0005 \\ \quad \quad \quad a \leftarrow 0 \text{ if } t = 0 \\ \quad \quad \quad d \leftarrow u_T(t, j, i) \\ \quad \quad \quad a \leftarrow d \text{ if } d \geq a \\ \quad \quad \quad b_{j,i} \leftarrow a \text{ if } d \geq a \\ \quad \quad \quad r_{j,i} \leftarrow \frac{b_{j,i}}{(k \cdot 1.5 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2)} \end{cases}$$

Визначення функції швидкості зростання напруг на СНП від часу при вимиканні навантаження в залежності від характеру перехідного процесу

$$Du(t, j, i) := \begin{cases} (E - R_{C_j} \cdot I_{RM}) \cdot e^{-\alpha_j \cdot t} \cdot \left[\left((2 \cdot \alpha_j + \omega_{0_i} \cdot k_{1,j,i}) \cdot \cos(\omega_{CB,j,i} \cdot t) + \frac{(\omega_{CB,j,i})^2 - \alpha_j (\alpha_j + \omega_{0_i} \cdot k_{1,j,i})}{\omega_{CB,j,i}} \cdot \sin(\omega_{CB,j,i} \cdot t) \right) \right] & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} < 1 \\ -L_{\phi} \left[A_{1,j,i} \cdot (p_{1,j,i})^2 \cdot e^{p_{1,j,i} \cdot t} + A_{2,j,i} \cdot (p_{2,j,i})^2 \cdot e^{p_{2,j,i} \cdot t} \right] & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} > 1 \\ -L_{\phi} \cdot e^{p_{1,j,i} \cdot t} \cdot p_{1,j,i} \cdot (2 \cdot A_{2,j,i} + A_{1,j,i} \cdot p_{1,j,i} + A_{2,j,i} \cdot p_{1,j,i} \cdot t) & \text{if } \frac{\alpha_j}{\omega_{0_i}} = 1 \end{cases}$$

Визначення максимального значення швидкості зростання напруг на СНП при вимиканні навантаження

```

Du_max(t, j, i) :=
  a ← 0
  bi,j ← 0
  i ← 1
  j ← 1
  t ← 1
  for j ∈ 1..20
    for i ∈ 1..20
      for t ∈ 0, 0.000001, 0.0005
        a ← 0 if t = 0
        d ← Du(t, j, i)
        a ← d if d ≥ a
        bj,i ← a if d ≥ a
  b
  
```

Розрахунок перенапруг для захисного кола з варістором

$$j := \begin{cases} 4 & \text{if } T_0 = 1 \\ 1..20 & \text{if } T_0 = 0 \end{cases} \quad i := \begin{cases} 2 & \text{if } T_0 = 1 \\ 1..20 & \text{if } T_0 = 0 \end{cases}$$

Початкові умови для розрахунку коливального процесу

$U_0 := 370$ - напруга на варисторі при проходженні струмів, які близькі до комутованих

Визначення моменту часу пробією варистора

$$t_0 := 0.0000005$$

$$f(t_0) := E - U_0 - (E - R_{C_j} \cdot I_{RM}) \cdot e^{-\alpha_j \cdot t_0} \cdot \left(\cos(\omega_{CB,j,i} \cdot t_0) - \frac{\alpha_j + \omega_{0_i} \cdot k_{1,j,i}}{\omega_{CB,j,i}} \cdot \sin(\omega_{CB,j,i} \cdot t_0) \right)$$

$$t_0 := \text{root}(f(t_0), t_0)$$

Значення струму через СНП в моменту часу пробією варистора

$$I_0 := \left[I_{RM} \cdot \cos(\omega_{CB,j,i} \cdot t_0) + \frac{(E - R_{C_j} \cdot I_{RM})}{\omega_{CB,j,i} \cdot L_{\Phi H}} \cdot \left(1 + \frac{\alpha_j \cdot k_{1,j,i}}{\omega_{0_i}} \cdot \sin(\omega_{CB,j,i} \cdot t_0) \right) \right] \cdot e^{-\alpha_j \cdot t_0}$$

$\tau := R_{C_j} \cdot C_j$ - постійна часу коливального процесу в захисному RC-колі

$$t_m := \tau \cdot \ln \left[\frac{L_{\Phi H} \cdot I_0}{(U_0 - E) \cdot \tau} \right] \quad \text{- момент часу, коли значення струму в варисторі максимальне і значення цього струму}$$

$$I_{2m} := \frac{E - U_0}{L_{\phi}} \cdot t_m + \left(1 - e^{-\frac{t_m}{\tau}} \right) \cdot I_0$$

Визначення максимального значення швидкості зростання напруг на СНП при вимиканні навантаження з використанням варістора в захисному колі

$$D_{uv} := \left(E - R_{Cj} \cdot I_{RM} \right) \cdot e^{-\alpha_j \cdot t_0} \cdot \left[\left(2 \cdot \alpha_j + \omega_{0i} \cdot k_{1j,i} \right) \cdot \cos \left(\omega_{CBj,i} \cdot t_0 \right) + \frac{\left(\omega_{CBj,i} \right)^2 - \alpha_j \left(\alpha_j + \omega_{0i} \cdot k_{1j,i} \right)}{\omega_{CBj,i}} \cdot \sin \left(\omega_{CBj,i} \cdot t_0 \right) \right]$$

Розрахунок енергії варістора для значень активного опору і ємності захисного кола

$$\begin{aligned} R_C &:= 10 \\ C &:= 0.1 \cdot 10^{-6} \\ \tau &:= R_C \cdot C \end{aligned}$$

Знаходять значення моменту часу, коли варістор вимикається

$$\begin{aligned} t1 &:= 0.0001 \\ f(t1) &:= \frac{E - U_0}{L_\Theta} \cdot t1 + \left(1 - e^{-\frac{t1}{\tau}} \right) \cdot I_0 \\ \text{root}(f(t1), t1) &= \blacksquare \\ t1 &:= \text{root}(f(t1), t1) \end{aligned}$$

Енергія, що виділяється в варісторі при перенапругах

$$W := \left(\frac{E - U_0}{L_\Theta} \cdot U_0 \cdot \frac{t1^2}{2} \right) + I_0 \cdot U_0 \cdot \left(t1 + \tau \cdot e^{-\frac{t1}{\tau}} \right)$$

Додаток Д. Розрахунок параметрів захисного кола (рис. 3.21,а)

Розв'язок з начальними умовами $i(0) = I_{KOM}$:

$$\begin{aligned} i_{cm.min} &= \rho i_{cm.max} - I_{H.\delta} , \\ i &= [1 + \rho(n-1)] i_{cm.max} - (n-1) I_{H.\delta} , \\ i_{cm.max} &= A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*, \end{aligned}$$

де $\rho = \frac{R_{e.min}}{R_{e.max}}$; $I_{H.\delta} = (U_{e.max} - U_{e.min}) / R_{e.max}$ – струм небалансу;

$$I_* = \frac{U_{e.min} - E}{R_{e.min}};$$

$$U_{e.min} > E; \quad A = I_* + \frac{[I_{KOM} + I_{H.\delta}(n-1)]}{1 + \rho(n-1)}; \quad \tau_{3.K} = \frac{[1 + \rho(n-1)]L_e}{R_{e.min}}.$$

Амплітуда максимального струму варистора

$$I_{cm.max} = i_{cm.max}(0) = [I_{KOM} + (n-1)I_{H.\delta}] / [1 + \rho(n-1)]. \quad (Д.1)$$

Амплітуда обмеженої ОП напруги на вході контактора

$$U_{e.max} = u_{on}(0) = R_{e.min} I_{cm.max} + U_{e.min} \leq 2,5 U_{ном}. \quad (Д.2)$$

Тривалість замкненого стану ключа К знайдёмо з розв'язку рівняння $u_{on} = U_{e \max}$,

$$t_{3.K} = \tau_{3.K} \ln \frac{\rho A}{I_{H.\bar{b}} + \rho I_*}. \quad (Д.3)$$

В інтервалі часу $0 \leq t \leq t_{3.K}$ (рис. 3.24, в) ключ К у схемі заміщення розімкнутий и струм i спадає до нуля. При цьому процес, що протікає у схемі заміщення, описується рівняннями [82]:

$$E = L_e \frac{di}{dt} + u_{on}, \quad u_{on} = R_{e \min} i + U_{e \min}.$$

Розв'язок з начальними умовами $i(0) = \frac{I_{H.\bar{b}}}{\rho}$: $i = -I_* + B e^{-t/\tau_{p.K}}$,

$$\text{де } B = I_* + \frac{I_{H.\bar{b}}}{\rho}, \quad \tau_{p.K} = \frac{L_e}{R_{e \min}}.$$

Час розімкненого стану ключа К знайдёмо з розв'язку рівняння $i = 0$;

$$t_{p.K} = \tau_{p.K} \ln(1 + \frac{I_{H.\bar{b}}}{\rho I_*}). \quad (Д.4)$$

Час протікання струму через ОП

$$t_{cn} = t_{3.K} + t_{p.K}. \quad (Д.5)$$

Максимальна енергія $W_{cm.\max}$, що виділяється в одному варисторі n -ої вітки зі струмом $i_{cm.\max}$

$$\begin{aligned} W_{cm.\max} &= \int_0^{t_{3.K}} i_{cm.\max} (U_{cm.\min} + R_{\partial.\min} i_{cm.\max}) dt + \int_0^{t_{p.K}} i (U_{cm.\min} + R_{e.\min} i) dt, \\ W_{cm.\max} &= \int_0^{t_{3.K}} (A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*) (U_{cm.\min} + R_{\partial.\min} (A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*)) dt + \\ \text{або} \quad &+ \int_0^{t_{p.K}} (-I_* + B e^{-t/\tau_{p.K}}) (U_{cm.\min} + R_{e.\min} (-I_* + B e^{-t/\tau_{p.K}})) dt \end{aligned} \quad (Д.6)$$

Максимальна енергія $W_{\bar{b}.\max}$, що виділяється в баластному опорі той самої вітки

$$W_{\bar{b}.\max} = \int_0^{t_{3.K}} (A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*)^2 R_{\bar{b}.\min} dt + \int_0^{t_{p.K}} (-I_* + B e^{-t/\tau_{p.K}})^2 R_{\bar{b}.\min} dt.$$

Мінімальна енергія $W_{cm.\min}$, що виділяється в варисторі $(n-1)$ -ої вітки зі струмом $i_{cm.\min}$

$$W_{cm.\min} = \int_0^{t_{3.K}} \left[(A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*) \cdot \rho - I_{H.\bar{b}} \right] \cdot \left[U_{cm.\max} + R_{\partial.\max} \cdot (A e^{-t/\tau_{3.K}} - I_*) \right] dt.$$

262

Граничні умови для систем рівнянь (4.23,а), (4.23,б) і (Е.2) наступні:

1. $\frac{\partial \theta_5}{\partial x} = 0$ для (4.23, а) та $\frac{\partial \theta_3}{\partial x} = 0$ для (4.23, б).

2. Для кожної поверхні розділу, розташованої на границі двох сусідніх шарів, у будь-який момент часу мають місце граничні умови четвертого роду [110]: $-\lambda_{k-1}(\theta) \frac{\partial \theta_i}{\partial x} = -\lambda_k(\theta) \frac{\partial \theta_{i+1}}{\partial x}$ та $\theta_i = \theta_{i+1}$.

3. На границях двох крайніх шарів моделі граничні умови третього роду [110]:

$$-\lambda(\theta) \frac{\partial \theta}{\partial x} = \alpha(\theta_n) \text{ і } -\lambda(\theta) \frac{\partial \theta}{\partial x} = \alpha(\theta_1),$$

де θ_1 й θ_n – перевищення температури на кінцях моделей.

Початкові умови: $t = 0$, $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = 0$.

Неявна різницева схема, яка має вигляд системи (Е. 2) складається із триточкових рівнянь, які на кожному часовому шарі містять невідому функцію в трьох точках. Такі системи рівнянь можуть бути розв'язані методом прогону. Суть цього методу полягає в наступному. Послідовно, починаючи з першого рівняння, використовуючи відоме значення θ_0 записується перевищення температури θ_i поточного шару через перевищення температури наступного θ_{i+1} . Наприклад, θ_1 першого шару виражається з першого рівняння через θ_2 другого шару, цей вираз підставляється в друге рівняння й т.д.:

$$\theta_1 = \frac{D_1 \theta_2 + E_1 + B_1 \theta_0}{C_1}.$$

При цьому в процесі підстановки на кожному етапі з'являються нові прогоночні коефіцієнти: при θ_i (назвемо його C_i) і вільний член рівняння E_i .

Отримуємо формули для визначення цих коефіцієнтів:

$$C'_i = C_i - \frac{B_i}{C'_{i-1}} D_i \text{ для } i \in 2, 3 \dots n \text{ та } C'_1 = C_1 \text{ для } i = 1;$$

$$E'_i = E_i + \frac{B_i}{C'_{i-1}} \text{ для } i \in 2, 3 \dots n \text{ та } E'_1 = E_1 + B_1 \theta_0 \text{ для } i = 1.$$

Послідовний розрахунок цих коефіцієнтів починаючи з $i=1$ і закінчуючи $i=n$ можливий завдяки відомому значенню θ_0 й називається прямим прогоном.

Далі виводяться вирази для визначення перевищення температури θ_i на кожному просторовому шарі. Послідовно підставляючи,

починаючи з першого рівняння в наступне, θ_i виражене через θ_{i+1} , одержимо розрахункову формулу
$$\theta_i = \frac{D_i \cdot \theta_{i+1} + E'_i}{C'_i}.$$

За допомогою цього виразу розрахунок θ_i ведеться у зворотному порядку (зворотний прогін), починаючи з останнього рівняння системи. Відоме θ_{n+1} дозволяє визначити θ_n , потім θ_{n-1} і т.д. до θ_1 .

Ці операції робилися для першого часового шару, коли у виразі для коефіцієнта E_i $\theta_i = 0$. Для наступних часових кроків замість θ_i підставляється θ_i , розраховане на попередньому часовому кроці. Таким чином, виконуючи прямий і зворотний хід прогону послідовно на кожному часовому шарі, одержуємо безліч вузлових значень температурного поля теплофізичної моделі СНП.

Додаток Ж. Програма для розрахунку перевищення температури у силових напівпровідникових приладах у Mathcad

TOL:= 0.0001 - точність розрахунків

ORIGIN:= 1 - порядковий номер першого елементу масиву

d := 4.25 $F := \frac{\pi \cdot d^2}{4}$ - діаметр та площа перерізу кремнієвої пластини СНП

Кількість елементарних шарів міді, припою, вольфраму, кремнію та їх загальна товщина

$N_{Cu} := 15$ $l_{Cu} := 1.15$

$N_{Sn} := 2$ $l_{Sn} := 0.01$

$N_W := 15$ $l_W := 0.21$

$N_{Si} := 10$ $l_{Si} := 0.052$

$N1 := N_{Cu}$

$N2 := N1 + N_{Sn}$

$N3 := N2 + N_W$

$N4 := N3 + N_{Sn}$

$N5 := N4 + N_{Si}$

$N6 := N5 + N_{Sn}$

$N7 := N6 + N_{Cu}$

$n := N_{Cu} \cdot 2 + N_{Sn} \cdot 3 + N_W + N_{Si}$ - загальна кількість елементарних шарів у СНП

$i := 1..n$ - порядковий номер елементарного шару

$U_0 := 1.1$ - порогова напруга СНП

$R_d := 0.28 \cdot 10^{-3}$ - диференційний опір СНП

$I_M := 1000$

$I_m := I_M \cdot 6 \cdot \sqrt{2}$ - максимальний струм через СНП

$\omega := 314$ - кутова частота мережі

$\tau1 := 0$ - початковий та кінцевий моменти часу дії струмового навантаження

$\tau2 := 0.01$

$m := 100$ - кількість інтервалів, на які розбивають час дії струму

$\Delta\tau := \frac{\tau2 - \tau1}{m}$ - елементарний часовий інтервал

$k := 1..m$ - порядковий номер часового інтервалу

Фізичні параметри шарів матеріалів СНП

$c_i := \begin{cases} 0.38 & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ 0.23 & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ 0.134 & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ 0.23 & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ 0.758 & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 0.23 & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ 0.38 & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$	$\rho_i := \begin{cases} 8.95 & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ 7.34 & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ 14.4 & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ 7.34 & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ 2.33 & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 7.34 & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ 8.95 & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$	$\Lambda\lambda_i := \begin{cases} -1 \cdot 10^{-4} & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ -5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ -7 \cdot 10^{-4} & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ -5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ -14 \cdot 10^{-4} & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ -5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ -1 \cdot 10^{-4} & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$
---	--	---

$$\lambda_i := \begin{cases} 3.85 & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ 0.64 & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ 1.68 & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ 0.64 & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ 1.26 & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 0.64 & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ 3.85 & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$$

$$L_i := \begin{cases} \frac{l_{Cu}}{N_{Cu}} & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ \frac{l_{Sn}}{N_{Sn}} & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ \frac{l_W}{N_W} & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ \frac{l_{Sn}}{N_{Sn}} & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ \frac{l_{Si}}{N_{Si}} & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ \frac{l_{Sn}}{N_{Sn}} & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ \frac{l_{Cu}}{N_{Cu}} & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$$

$$Ac_i := \begin{cases} 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ 3 \cdot 10^{-4} & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ 5 \cdot 10^{-4} & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$$

$$d_i := \begin{cases} 5 & \text{if } 1 \leq i \leq N1 \\ 4.9 & \text{if } N1 < i \leq N2 \\ 4.9 & \text{if } N2 < i \leq N3 \\ 4.9 & \text{if } N3 < i \leq N4 \\ 4.9 & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 4.9 & \text{if } N5 < i \leq N6 \\ 5 & \text{if } N6 < i \leq N7 \end{cases}$$

Потужність, яка виділяється в СНП

$$P_k := I_m \cdot \sin[\omega(k - 0.5)\Delta\tau] \cdot [U_0 + R_d \cdot [I_m \cdot \sin[\omega \cdot (k - 0.5)\Delta\tau]]]$$

Потужність, яка виділяється в СНП в одиницю об'єму кремнію

$$P_{v_k} := \frac{P_k}{l_{Si} \cdot F}$$

$\alpha_0 := 0.2$ коефіцієнт тепловіддачі

Коефіцієнти для побудови різницевої схеми

$$R_{minus_i} := \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{L_{i-1}}{\lambda_{i-1}} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } 2 \leq i \leq n-1 \\ \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } i = 1 \\ \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } i = n \end{cases}$$

$$R_{plus_i} := \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{L_{i+1}}{\lambda_{i+1}} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } 2 \leq i \leq n-1 \\ \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } i = 1 \\ \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_i}{\lambda_i} \right) & \text{if } i = n \end{cases}$$

$$t_0 := 20$$

$$B_i := \frac{\Delta\tau}{R_{minus_i}} \quad C_i := \frac{\Delta\tau}{R_{minus_i}} + \frac{\Delta\tau}{R_{plus_i}} + c_i \cdot \rho_i \cdot L_i \quad D_i := \frac{\Delta\tau}{R_{plus_i}}$$

$$W_{k,i} := \begin{cases} P_{v_k} \cdot \Delta\tau \cdot L_i & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad \text{енергія, що виділяється в кремнію}$$

$$\sigma_i := \begin{cases} C_1 & \text{if } i = 1 \\ C_i - \frac{B_i \cdot D_{i-1}}{\sigma_{i-1}} & \text{if } i > 1 \end{cases} \quad \text{- допоміжний коефіцієнт для різницевої схеми}$$

Визначення енергії

```

S := | e1,1 ← W1,1 + t0·c1·ρ1·L1 + t0·B1
      | for i ∈ 1..n
      |   | E1,i ← W1,i + t0·ci·ρi·Li
      |   | e1,i ← E1,i +  $\frac{B_i \cdot e_{1,i-1}}{\sigma_{i-1}}$  if i > 1
      | (E e)

```

E := S_{1,1} e := S_{1,2}

Визначення перевищення температур в шарах СНП за методом кінцевих різниць

```

T1 := | T11,n+1 ← 20
      | for i ∈ n..1
      |   T11,i ←  $\frac{D_i \cdot T1_{1,i+1} + e_{1,i}}{\sigma_i}$ 
      | T1
T := | T ← for i ∈ 1..n
      |   T1,i ← T11,i
      | T
      | for k ∈ 2..m
      |   S ← | ek,1 ← Wk,1 + t0·c1·[1 + Ac1·(Tk-1,1 - t0)]·ρ1·L1 + t0·B1
      |       | Rminusk,1 ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_1}{\lambda_1 [1 + A\lambda_1 (T_{k-1,1} - t_0)]} \right]$ 
      |       | Rplusk,1 ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_1}{\lambda_1 [1 + A\lambda_1 (T_{k-1,1} - t_0)]} \right]$ 
      |       | Rminusk,n ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_n}{\lambda_n [1 + A\lambda_n (T_{k-1,n} - t_0)]} \right]$ 
      |       | Rplusk,n ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{2}{\alpha_0} + \frac{L_n}{\lambda_n [1 + A\lambda_n (T_{k-1,n} - t_0)]} \right]$ 
      |       | Ck,1 ←  $\frac{\Delta\tau}{R_{minus_{k,1}}} + \frac{\Delta\tau}{R_{plus_{k,1}}} + c_1 [1 + Ac_1 (T_{k-1,1} - t_0)] \cdot \rho_1 \cdot L_1$ 
      |       | σk,1 ← Ck,1
      |       | for i ∈ 1..n
      |       |   | Rminusk,i ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{L_{i-1}}{\lambda_{i-1} [1 + A\lambda_{i-1} (T_{k-1,i-1} - t_0)]} + \frac{L_i}{\lambda_i [1 + A\lambda_i (T_{k-1,i} - t_0)]} \right]$  if 1 < i < n
      |       |   | Rplusk,i ←  $\frac{1}{2} \left[ \frac{L_{i+1}}{\lambda_{i+1} [1 + A\lambda_{i+1} (T_{k-1,i+1} - t_0)]} + \frac{L_i}{\lambda_i [1 + A\lambda_i (T_{k-1,i} - t_0)]} \right]$  if 1 < i < n
      |       |   | Bk,i ←  $\frac{\Delta\tau}{R_{minus_{k,i}}}$ 

```

$$C_{k,i} \leftarrow \frac{\Delta\tau}{R_{\text{minus}_{k,i}}} + \frac{\Delta\tau}{R_{\text{plus}_{k,i}}} + c_i \left[1 + Ac_i (T_{k-1,i} - t_0) \right] \cdot \rho_i \cdot L_i$$

$$D_{k,i} \leftarrow \frac{\Delta\tau}{R_{\text{plus}_{k,i}}}$$

$$\sigma_{k,i} \leftarrow C_{k,i} - \frac{B_{k,i} \cdot D_{k,i-1}}{\sigma_{k,i-1}} \quad \text{if } i > 1$$

$$Pv_k \leftarrow \frac{I_m \cdot \sin[\omega \cdot (k - 0.5) \cdot \Delta\tau] \cdot \left[U_0 + R_d \cdot \left[1 + AR \cdot \left(T_{k-1, N4 + \frac{N_{Si}}{2}} - t_0 \right) \right] \cdot \left[I_m \cdot \sin[\omega \cdot (k - 0.5) \cdot \Delta\tau] \right] \right]}{l_{Si} F}$$

$$W_{k,i} \leftarrow \begin{cases} Pv_k \cdot \Delta\tau \cdot L_i & \text{if } N4 < i \leq N5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$E_{k,i} \leftarrow W_{k,i} + T_{k-1,i} \cdot c_i \left[1 + Ac_i (T_{k-1,i} - t_0) \right] \cdot \rho_i \cdot L_i$$

$$e_{k,i} \leftarrow E_{k,i} + \frac{B_{k,i} \cdot e_{k,i-1}}{\sigma_{k,i-1}} \quad \text{if } i > 1$$

(E e)

$$E \leftarrow S_{1,1}$$

$$e \leftarrow S_{1,2}$$

$$T_{k,n+1} \leftarrow 20$$

for $i \in n..1$

$$T_{k,i} \leftarrow \frac{D_{k,i} \cdot T_{k,i+1} + e_{k,i}}{\sigma_{k,i}}$$

T

T

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

СОСКОВ Анатолій Георгійович
САБАЛАЄВА Наталія Олегівна

**ГІБРИДНІ КОНТАКТОРИ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ З ПОКРАЩЕНИМИ
ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

Монографія

Відповідальний за випуск *Н.О. Сабалаєва*

За авторською редакцією

Комп'ютерне верстання *І. В. Волосожарова*
Дизайн обкладинки *І. П. Шелехов*

Підп. до друку 02.04.2012
Друк на ризографі
Зам. № 8276

Формат 60x84/16
Ум. друк. арк. 15,8
Тираж 500 пр.

Видавець і виготовлювач:
Харківська національна академія міського господарства,
вул. Революції, 12, Харків, 61002
Електронна адреса: rectorat@ksame.kharkov.ua
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:
ДК № 4064 від 12.05.2011р.